E 2040/1

REFERALVA

Elektrotechn. br.
Vichar

R

Electrotehnica
Electronica
Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 1 • IANUARIE 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 1 Ianuarie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.83

ACȚIONĂRI ELECTRICE
COMANDĂ OPTIMĂ
MOTOR ASINCRON

Popescu, Gh. ș.a.: **Comanda optimală a acționărilor cu motor asincron comandat prin amplitudinea și frecvența tensiunii de alimentare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 1

Pornindu-se de la ecuațiile funcționale ale acționării cu motor asincron scrise în unități relative, se determină comenzile ce conduc la minimizarea pierderilor electrice principale în rotor, în cazul comenzii prin amplitudinea și frecvența tensiunii de alimentare. S-a utilizat metoda programării dinamice prin incrementarea stărilor, metodă ce permite luarea în considerare a unui mare număr de restricții, situație specifică sistemelor de acționare electrică.

CZ 621.313.333

ANIZOTROPIE
PIERDERI MAGNETICE
TENSIUNE MAGNETICĂ

Galan, N.: **Aspecte privind influența anizotropiei magnetice asupra caracteristicilor materialelor magnetice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 5

Se analizează influența anizotropiei magnetice asupra distribuției spațiale a cîmpului magnetic în tola statorică și pe această bază se evidențiază variația pierderilor specifice medii și a tensiunii magnetice în funcție de gradul de anizotropie.

CZ 620.318.132

APROXIMARE CURBE DE MAGNETIZARE
FUNCȚII SPLINE DE AJUSTARE

Gherman, Gh., Cîrmu, I.: **Aproximarea curbelor de magnetizare cu funcții spline de ajustare și determinarea unor dependențe derivate utilizate în unele metode numerice de calcul al cîmpului magnetic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 9

În lucrare se tratează aproximarea curbelor de magnetizare cu funcții spline de ajustare, care permit aproximări de calitate și asigură continuitatea unor dependențe derivate, utilizate în unele metode numerice de calcul al cîmpului magnetic.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAȚII DE STARE
DIAKOPTICA

Topan, D.: **Metoda obținerii sistematice a ecuațiilor de stare prin despicarea nodurilor arborelui normal.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1980, p. 12

Se propune o metodă diakoptică de obținere sistematică a ecuațiilor de stare, ușor programabilă pe calculatoarele numerice, avantajoasă pentru circuite complexe cu elemente în exces, cuplaje mutuale și surse comandate.

CZ 621.3

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
LACURI DE IMPREGNARE

Nicola, Gr.: **Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 20

Lucrarea prezintă metodologia de obținere a trei tipuri de materiale electroizolante stratificate: 1 — cu suport de hîrtie și rășină fenoloformaldehidică tip „Straticel HS1"; 2 — cu suport de hîrtie și rășină melaminofenoloformaldehidică, tip „Straticel HS5" și 3 — cu suport de țesătură de sticlă și rășină epoxidică, tip „Sticlostratitex S673/1'. Totodată se expun și proprietățile fizico-mecanice și electrice ale acestora, ca și comportarea lor în diferite medii climatice.

CZ 621.3

FERITE
CIRCULATOR

Sajin, Gh.: **Comportarea feritelor la frecvențe foarte înalte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 26

Articolul face o descriere a comportării feritelor la frecvențe foarte înalte sub influența unui cîmp magnetic exterior, punîndu-se în evidență tensorul permeabilitate magnetică și fenomenul de rezonanță giromagnetică.

CZ 621.337.072

MAȘINA DE C.C.
VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ
INDUCTIVITATE DINAMICĂ

Popovici, D.: **Influența inductivității asupra unor parametri electrici la mașina de c.c. cu funcționare în impulsuri.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, ian 1981, p. 30

În lucrare se evidențiază rolul pe care îl are inductivitatea mașinii în transmiterea puterii electrice de la sursa și spre sursa de alimentare. Se examinează de asemenea în ce raport se află energia înmagazinată și valoarea efectivă a curentului în funcție de această putere transmisă.

CZ 621.39

CAPACITOR MOS

Sachelarie, D., Sachelarie, M., Băzu, M.: **Analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS dopat cu aur.**

E.E.A. **Electrotehnica 29,** nr.1, ian 1981, p. 34

Lucrarea analizează pe calculator comportarea electrică diferită a capacitorului MOS în funcție de tipul N sau P al acestuia.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.83

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ
ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Попеску, Г. и др.: **Оптимальное управление приводов с асинхронным двигателем, управляемым амплитудой и частотой напряжения питания.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, янв 1980, стр. 1

Исходя из функциональных уравнений приводов с асинхронным двигателем, выраженных относительными величинами, определяются команды, ведущие к уменьшению основных электропотерь в роторе в случае управления амплитудой и частотой напряжения питания. Использован метод динамического программирования путём инкрементации состояний, методом, позволяющим учитывать большое число ограничений, что является специфическим для систем электрического привода.

УДК 621.313.333

АНИЗОТРОПИЯ
МАГНИТНЫЕ ПОТЕРИ
МАГНИТНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Галан, Н.: **Аспекты влияния магнитной анизотропии на характеристики магнитных материалов.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1., янв. 1981, стр. 5

Рассматривается влияние магнитной анизотропии на пространственное распределение магнитного поля в статорной жести, и на этой основе отмечается вариация средних специфических потерь и магнитного напряжения в зависимости от степени анизотропии.

УДК 620.318.132

ПРИБЛИЖЕНИЕ КРИВЫХ
НАМАГНИЧИВАНИЯ
ФУНКЦИИ «СПЛИН» ЮСТИРОВКИ

Герман, Г., Кырму, И.: **Приближение кривых намагничивания с функциями «сплин» юстировки и определение некоторых производных зависимостей, используемых в числовых методах вычисления магнитного поля.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, янв 1981, стр. 9

В работе представляется приближение кривых намагничивания с функциями «сплин» юстировки, которые допускают качественные приближения и обеспечивают непрерывность некоторых производных зависимостей, используемых в числовых методах вычисления магнитного поля.

УДК 621.372.4

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ
ДИАКОПТИКА

Топан, Д.: **Метод систематического получения уравнений состояния путём разъединения узлов нормального дерева.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1 янв 1981, стр. 12

Предлагается диакоптический метод систематического получения уравнений состояния, легко программируемый на ЭВМ удобный для сложных цепей с избыточным числом элементов, с непосредственными связями и управляемыми источниками.

УДК 621.3

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ПРОПИТОЧНЫЕ ЛАКИ

Никола, Г.: **Новые типы слоистых материалов, используемых в электротехнике.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, янв 1981, стр. 20

Работа представляет методику получения трёх типов электроизоляционных слоистых материалов: I — с бумажной основой и фенолоформальдегидной смолой, типа „Straticel HS1"; 2 — с бумажной основой и меламинофенолоформальдегидной смолой, типа „Straticel HS5" и 3 — с основой из стеклоткани и эпоксидной смолой, типа „Sticlostratitex S673/1". Одновременно указываются и их физико-механические и электрические своиства и их поведение в различных климатических условиях.

УДК 681.3

ФЕРРИТ
ЦИРКУЛЯТОР

Сажин, Г.: **Поведение ферритов при сверхвысоких частотах.**

E.E.A. — Electrotehnica, 29, nr. 1, янв 1981, стр. 26

В статье описывается поведение ферритов при сверхвысоких частотах под влиянием внешнего магнитного поля, обращая внимание на тензор, магнитную проницаемость и явление гиромагнитного резонанса.

УДК 621.337.072

МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ДИНАМИЧЕСКАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ

Попович, Д.: **Влияние индуктивности на некоторые электрические параметры машины постоянного тока с импульсным функционированием.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, янв 1981, стр. 30

В работе подчёркивается роль индуктивности машины в передаче электрической мощности от источника и к источнику питания. Одновременно исследуется, в каком взаимоотношении находятся накопленная энергия и эффективное значение тока в зависимости от переданной мощности.

УДК 621.39

КОНДЕНСАТОР MOS

Сакеларие, Д., Сакеларие, М., Бызу, М.: **Высокочастотный анализ конденсатора MOS с введением примесей золота.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, янв 1981, стр. 34

Работа анализирует с помощью ЭВМ различное электрическое поведение конденсатора MOS в зависимости от типа N или P конденсатора.

INHALT

DK 621.83

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
OPTIMALSTEUERUNG
ASYNCHRONMOTOR

Popescu, Gh. u.a.: **Optimalsteuerung der Antriebe mit einem durch die Amplitude und Frequenz der Speisespannung gesteuerten Asynchronmotor.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 1, Januar 1981, S. 1

Von den durch relative Einheiten ausgedrückten Funktionalgleichungen der Asynchronmotorantriebe ausgehend, werden die Steuerbefehle, die zur Verminderung der elektrischen Hauptverluste im Falle der Steuerung durch die Amplitude oder Frequenz der Speisespannung führen, bestimmt. Es wurde die Methode der dynamischen Ausbreitung durch Zustandsinkrementierung verwendet, die die Berücksichtigung einer grossen Anzahl von Einschränkungen ermöglicht, was eine für die elektrischen Antriebssysteme spezifische Situation ist.

DK 621.313.335

ANISOTROPIE
MAGNETISCHE VERLUSTE
MAGNETISCHE KRAFT

Galan, N.: **Aspekte hinsichtlich des Einflusses der magnetischen Anisotropie auf die Eigenschaften der magnetischen Materialien.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 5

Es wird der Einfluss der magnetischen Anisotropie auf die Raumverteilung des Magnetfeldes im Statorblech analysiert, und auf dieser Grundlage wird die Veränderung der spezifischen mittleren Verluste und die der magnetischen Kraft in Abhängigkeit von dem Anisotropiegrad hervorgehoben.

DK 620.318.132

ANNÄHERUNG DER MAGNETISIERUNGSKURVEN
SPLINE-REGELUNGSFUNKTIONEN

Gherman, Gh., Cirmu, I.: **Annäherung der Magnetisierungskurven durch Spline-Regelungsfunktionen und Bestimmung einiger, in digitalen Rechenmethoden des Magnetfeldes verwendeten abgeleiteten Dependenzen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 9

In der Arbeit wird die Annäherung der Magnetisierungskurven mit Spline-Regelungsfunktionen, die Qualitätsannäherungen ermöglichen und die Stetigkeit einiger abgeleiteter, in einigen digitalen Rechenmmethoden des Magnetfeldes verwendeten Dependenzen sichern, behandelt.

DK 621.372.4

STROMKREISE
ZUSSTANDSLEICHUNGEN
DIAKOPTIK

Topan, D.: **Methode zur systematischen Erhaltung der Zustandsgleichungen durch Zerlegung der Knoten des normalen Baumes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 12

Es wird eine diakoptische Methode zur systematischen Erhaltung der Zustandsgleichungen vorgeschlagen, die auf Digitalrechnern leicht programmierbar und vorteilhaft für komplexe Stromkreise mit überschüssigen Elementen, gegenseitigen Kopplungen und gesteuerten Quellen ist.

DK 621.3

ISOLIEROSTOFFE
IMPRÄGNIERLACKE

Nicola, Gr.: **Neue Typen Schichpress Stoffe für die Elektrotechnik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 20

Die Arbeit schildert die Methodologie zur Erhaltung von 3 mehrschichtigen Isolierstofftypen: 1 — mit Papierunterlage und Phenolformaldehydharz Typ „Straticel HS1"; 2 — mit Papierunterlage und Melaminphenolformaldehydharz Typ „Straticel HS5" und 3 — eine Glasfasergewebeunterlage mit Epoxydharz Typ „Sticlostratitex S673/1". Gleichzeitig werden auch die physikalisch-mechanischen und elektrischen Eigenschaften dieser Isolierstoffe und ihr Verhalten in verschiedenen klimatischen Umgebungen vorgestellt.

DK 681.3

FERRIT
ZIRKULATOR

Sajin, Gh.: **Das Verhalten der Ferrite bei sehr hohen Frequenzen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 26

Der Artikel beschreibt das Verhalten der Ferrite bei sehr hohen Frequenzen unter dem Einfluss eines äusseren Magnetfeldes, wobei der Tensor, die magnetische Durlässigkeit und die gyromagnetische Resonanzerscheinung hervorgehoben werden.

DK 621.337.072

GLEICHSTROMMASCHINE
GLEICHSPANNUNGSREGLER
DINAMISCHE INDUKTIVITÄT

Popovici, D.: **Einfluss der Induktivität auf einige elektrische Parameter bei der Gleichstrommaschine mit Impulsbetrieb.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 30

In der Arbeit wird die Rolle der Induktivität der Maschine bei der Übertragung der elektrischen Leistung von und zu der Speisungsquelle hin hervorgehoben.

Ausserdem wird untersucht, in welchem Verhältnis sich die gespeicherte Energie und der reelle Wert des Stromes in Abhängigkeit von dieser übermittelten Leistung befinden.

DK 621.39

MOS-KONDENSATOR

Sachelarie, D., Sachelarie, M., Bâzu, M.: **Hochfrequenzanalyse des mit Gold dotierten MOS Kondensators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** Nr. 1, Januar 1981, S. 34

Die Arbeit analysiert auf einem Rechner die verschiedenen elektrischen Verhaltungsweisen des MOS-Kondensators in Abhängigkeit vom Typ N oder P des Kondensators.

CONTENTS

DC 621.03

ELECTRICAL DRIVES
OPTIMAL CONTROL
ASYNCHRONOUS MOTOR

Popescu, Gh., and al.: **Optimal Control of Drives with Asynchronous Motor Controlled by the Amplitude and the Frequency of the Supply Voltage.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 1

Starting from asynchronous motor drives functional equations, written in relative units, the controls that lead to the minimizing of the main electrical losses in the rotor in case of control by the amplitude and the frequency of the supply voltage, are determined. The method of the dynamic programming, by incrementing the states, method that allows the taking into consideration of a large number of restrictions, which is a specific situation for the electrical drive systems, has been used.

DC 621.313.333

ANISOTROPY
MAGNETIC LOSSES
MAGNETIC VOLTAGE

Galan, N.: **Aspects of the Magnetic Anisotropy Influence on the Magnetic Materials Characteristics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, January, 1981, p. 5

The influence of magnetic anisotropy on the space distribution of the magnetic field in the stator tray is analysed and, on this bases, the variation of the medium specifical losses and of the magnetic voltage, function of the anisotropy degree, are shown.

DC 620.318.132

APPROXIMATION OF MAGNETIZING CURVES
ADJUSTING SPLINE FUNCTIONS

Gherman, Gh., Cirmu, I.: **Approximation of Magnetizing Curves with Adjusting Spline Functions and Rating of Derived Dependencies Used in some Numerical Computing Methods for the Magnetic Field.**

E.E.*V*.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 9

The paper deals with the approximation of the magnetizing curves with adjusting spline functions, that allow quality approximations and ensure the continuity of some derived dependencies used in some numerical computing methods for the magnetic field.

DC 621.372.4

ELECTRICAL CIRCUITS
STATE EQUATIONS
DIAKOPTICS

Topan, D.: **Method to Systematically Obtain the State Equations by Splitting the Normal Tree Joints.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 12

A diakoptic method to systematically obtain the state equations, easily programmable on digital computers, useful for complex circuitry with elements in excess, mutual couplings and controlled sources.

DC 621.3

ELECTROINSULATING MATERIALS
SOAKING VARNISH

Nicola, Gr.: **New Types of Laminated Materials for Electrotechnies.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 20

The paper presents the methods applied to obtain three kinds of laminated electroinsulating materials: 1: with paper

holder and phenolformaldehyde resin, type „Straticel HS 1"; 2: with paper holder and melaminephenolformaldehyde resin, type "Straticel HS5"; and 3: with glass-net holder and epoxyde resin, type Sticlostratitex S 673/1. At the same time, their physico-mecanical and electrical properties, as well as their behaviour in different environmental media are presented.

DC 682. 3

FERRITE
CIRCULATOR

Sajin, Gh.: **Ferrite Behaviour at Very High Frequencies.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 26

The article describes the behaviour of ferrites at very high frequencies, under the influence of an exteriour magnetic field, underlying the magnetic permeability tensor and the gyromagnetic resonance phenomenon.

DC 621.337.072

D.C. MACHINE
D.C. VARIABLE VOLTAGE REGULATOR
DYNAMIC INDUCTIVITY

Popovici, D.: **The Influence of Inductivity on some Electrical Parameters at the d.c. Machine with Pulse Operation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 30

The paper underlines the part played by the machine inductivity in the electrical power transmission from and to the supply. It studies, as well, the rate of stored energy and the effective value of the current, function of this transmitted power.

DC 621.39

MOS CAPACITOR

Sachelarie, D., Sachelarie, M., Bâzu, M.: **The High Frequency Analysis of the Gold-doped MOS Capacitor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nb. 1, january 1981, p. 34

The paper analyses on the computer the different electrical behaviour of the MOS capacitor, depending of its type, N or P.

SOMMAIRE

CD 621.83

ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES
COMMANDE OPTIMALE
MOTEUR ASYNCHRONE

Popescu, Gh. et d'a: **Commande optimale des entraînements au moyen d'un moteur asynchrone commandé par l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 1

Á partir des équations fonctionnelles de l'entraînement par moteur asynchrone écrites au moyen d'unités relatives on détermine les commandes qui ont pour effet la diminution des principales pertes électriques rotoriques au cas de la commande par l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation. On a utilisé la méthode de la programmation dynamique par l'incrémentation des états, méthode qui permet qu'on prenne en considération bien des restrictions, situation spécifique aux systèmes d'entraînement éléctrique.

CD 621.313.333

ANISOTROPIE
PERTES MAGNÉTIQUES
TENSION MAGNÉTIQUE

Galan, N.: **Aspects concernant l'influence de l'anisotropie magnétique sur les caractéristiques des matériaux magnétiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 5

On y analyse l'influence de l'anisotropie magnétique sur la distribution spatiale du champ magnétique dans la tôle statorique et á partir de cela on détermine la variation des pertes spécifiques moyennes et de la tension magnétique en fonction du degré d'anisotropie.

CD 620. 318.132

APPROXIMATION : COURBES DE MAGNÉTISATON
FONCTIONS SPLINES D'AJUSTAGE

Gherman, Gh., Cirmu, I.: **Approximation des courbes, de magnétisation au moyen des fonctions splines d'ajustage et détermination des dépendences dérivées utilisées pour certaines méthodes numériques de calcul du champ magnétique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 9

Dans cet article on aborde l'approximation des courbes de magnétisation au moyen des fonctions splines d'ajustage qui permettent des approximations de qualité et assurent la continuité des dépendances dérivées utilisées pour certaines méthode numériques de calcul du champ magnétique.

CD 621.372.4

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
EQUATIONS D'ÉTAT
DIAKOPTIQUE

Topan, D.: **Méthode de l'obtention systématique des équations d'état par la décomposition des noeuds de l'arbre normal.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 12

On y a propose une méthode diakoptique d'obtention systématique des équations d'état, facilement programmable au moyen des calculateurs numériques, avantageuse pour les circuits complexes á éléments á l'excès, connexions mutuelles et sources commandées.

CD 621.3.

MATÉRIAUX ÉLECTROISOLANTS
VERNIS D'IMPRÉGNATION

Nicola, Gr.: **Nouveaux types de matériaux stratifiés pour l'électrotechnique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 20

L'ouvrage présente la méthodologie d'obtention de trois types de matériaux électroisolants stratifiés: 1 — á couche-support de papier et de résine phénol-formaldéhyde type „Straticel HS1"; 2 — á couche-support de papier et de résine mélamine-phénol-formaldéhyde, type „Straticel HS5', et 3 — à couche-support en tissu de verre et résine époxy, type „Sticlostratitex S673/1'. On y décrit également les propriétés physico-mécaniques et électriques de ceux-ci ainsi que leurs comportement dans des milieux climatiques divers.

CD 681.3

FERRITE
CIRCULATEUR

Sajin, Gh.: **Comportement des ferrites à de très hautes fréquences.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 26

L'article décrit le comportement de ferrites á de très hautes fréquences sous l'influence d'un champ magnétique extèrieur, mettant l'accent sur le tenseur, la perméabilité magnétique et le phènomne de résonance gyromagnétique.

CD 621.337.072

MACHINE DE C.C.
VARIATEUR DE TENSION CONTINUE
INDUCTIVITÉ DYNAMIQUE

Popovici, D.: **Influence de l'inductivité sur les paramètres électriques de la machine de c.c. à fonctionnement en impulsions.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 30

Dans cet ouvrage on met l'accent sur le rôle de l'inductivité de la machine dans la transmission de l'énergie électrique de la source d'alimentation. On examine également la corrélation entre l'énergie stockée, la valeur effective de courant et l'énergie transmise.

CD 621.39

CONDENSATEUR MOS

Sachelarie, D., Sachelarie, M., Bâzu, M.: **Analyse de haut fréquence du condensateur MOS dopé à or.**

E.E.A. — **Electrotehnica 29,** nr. 1, janvier 1981, p. 34

On y analyse au moyen d'un calculateur le comportement électrique différent du condensateur MOS en Fonction du type N ou P de celui-ci.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 1

CZ 621.83

ACŢIONĂRI ELECTRICE
COMANDĂ OPTIMALĂ
MOTOR ASINCRON

Comanda optimală a acţionărilor cu motor asincron comandat prin amplitudinea şi frecvenţa tensiunii de alimentare

GHEORGHE POPESCU, ALEXANDRU BITOLEANU, GHEORGHE MANOLEA, LEON BURAH* – CRAIOVA

Introducere

Problema conducerii optimale a sistemelor de acţionare care au ca element de execuţie motorul asincron este deosebit de importantă permiţînd, după caz, fie realizarea unui randament maxim (pierderi minime), fie obţinerea unei productivităţi maxime (timp minim).

În lucrarea de faţă se urmăreşte determinarea modului de variaţie a frecvenţei şi amplitudinii tensiunii de alimentare a unui motor asincron cu rotor în scurtcircuit care să conducă la minimizarea pierderilor electrice principale în rotor, atunci cînd motorul execută un program de lucru impus, utilizînd metoda programării dinamice prin incrementarea stărilor.

1. Modelul matematic al acţionării cu motor asincron şi formularea problemei de optimizare

1.1. Modelul matematic

Ecuaţiile funcţionale în unităţi relative ale acţionării cu motor asincron sînt [1]:

$$\frac{d\nu}{d\tau} = \frac{2\varphi^2\omega}{1+\omega^2} - \mu, \tag{1a}$$

$$\alpha^* = \int_0^\tau \nu d\tau, \tag{1b}$$

$$q = \int_0^{\tau_f} \frac{2\varphi^2\omega^2}{1+\omega^2} d\tau, \tag{1c}$$

în care:

ν este viteza unghiulară; τ — timpul; φ — fluxul util; ω — pulsaţia curentului din rotor; μ — cuplul static raportat la arborele motorului; α^* — programul de deplasare impus; τ_f — timpul în care se realizează programul impus (α^*); q — energia disipată în circuitul rotoric în timpul τ_f.

Ca mărimi de bază s-au utilizat parametrii motorului la flux maxim admis de motor din motive de saturaţie şi frecvenţa critică a curentului din rotor. Frecvenţa critică (f_{cr}) este frecvenţa pentru care reactanţa de dispersie a unei faze a rotorului ($2\pi f_{cr} L_2$) este egală cu rezistenţa sa (R_2).

Pentru timp s-a adoptat ca mărime de bază constanta mecanică de timp $T_M = J\Omega_1/M_{cr}$, J fiind momentul de inerţie al sistemului de acţionare, iar Ω_1 — viteza de sincronism corespunzătoare frecvenţei nominale.

1.2. Formularea problemei de optimizare

Rezolvarea problemei de optimizare propusă constă în determinarea comenzilor φ şi ω (fluxul şi respectiv frecvenţa curenţilor rotorici), care să conducă la minimizarea funcţionalei (1c), cu respectarea condiţiei de legătură (1a), a restricţiei izoperimetrice (1b), restricţiilor mecanice:

$$\left.\begin{array}{l} \nu \leqslant \nu_{ad} \\ \dfrac{d\nu}{d\tau}\Big|_{\substack{\tau=0 \\ \tau=\tau_f}} = 0 \end{array}\right\}, \tag{2}$$

şi condiţiilor la limită:

$$\begin{aligned} \nu(0) &= \nu(\tau_f) 0, \\ \alpha(0) &= 0, \\ \alpha(\tau_f) &= \alpha^*. \end{aligned} \tag{3}$$

* Dr. ing. *Popescu, Gh.* este şef de lucrări la catedra de Maşini, aparate şi acţionări electrice, Facultatea de electrotehnică a Universităţii din Craiova; ing. *Bitoleanu, Al.* şi ing. *Manolea Gh.* sînt asistent şi respectiv şef de lucrări la aceeaşi catedră; ing. *Burah, L.* este inginer la Intreprinderea OLTCIT — Craiova.

Valorile corespunzătoare ale frecvenței tensiunii de alimentare se determină cu relația :

$$f = \nu + \frac{f_{cr}}{f_N}\omega.$$

2. Aplicarea metodei programării dinamice prin incrementarea stărilor

Pentru aplicarea acestei metode [2], [3] se fac notațiile corespunzătoare formalismului din teoria sistemelor :

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= \nu \\ x_2 &= \alpha \\ u_1 &= \omega \\ u_2 &= \varphi \end{aligned}\right\}, \tag{4}$$

Dacă : $\tau_f = \tau$, relația (1b) ia forma ;

$$x_2 = \int_0^{\tau} x_1 \, \mathrm{d}\tau.$$

iar prin derivare în raport cu timpul τ,

$$\frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}\tau} = x_1,$$

de unde :

$$\mathrm{d}\tau = \frac{\mathrm{d}x_2}{x_1}. \tag{5}$$

Cu notațiile (4) și substituția (5), ecuațiile (1), trecînd la variații finite, devin :

$$x_1(x_2 + \delta x_2) = x_1(x_2) + \left[\frac{2u_1 u_2^2}{1 + u_1^2} - \mu\right]\frac{\delta x_2}{x_1(x_2)}, \tag{6}$$

$$q = \sum_{x_2=0}^{x_2=x_2^*} \frac{2u_1^2 u_2^2}{1 + u_1^2}\cdot\frac{\delta x_2}{x_1(x_2)}.$$

Eliminarea timpului τ este justificată deoarece x_2 poate fi variabilă de stadiu [3].

Pentru aplicarea formalismului programării dinamice prin incrementarea stărilor s-au discretizat variabila de stare x_1 și variabila de stadiu x_2.

$$\Delta x_1 = \Delta x_2 = 0{,}1.$$

Variabilele de comandă se consideră că iau valori în următoarele intervale :

$$u_1 \in [-0{,}5 \,;\, 1],$$

$$u_2 \in [0{,}6 \,;\, 1]$$

și se cuantifică ;

$$\Delta u_2 = 0{,}1,$$

$$\Delta u_1 = \begin{cases} 0{,}1, \text{ dacă } u_1 \in [-0{,}5 \,;\, -0{,}1] \cup [0{,}1 \,;\, 1] \\ 0{,}01, \text{ dacă } u_1 \in (-0{,}1 \,;\, 0{,}1). \end{cases}$$

În acest fel variabilele se scriu (considerînd $\alpha^* = x_2^* = 10$, $\nu_{ad} = 1{,}5$) :

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= \Delta x_1 (j-1) \,;\, j = \overline{1,16} \\ x_2 &= \Delta x_2 (k-1) \,;\, k = \overline{1,101} \\ u_2 &= 0{,}6 + \Delta u_2 (k_1 - 1) \,;\, k_1 = \overline{1,5} \\ u_1 &= \begin{cases} -0{,}5 + (k_{11} - 1)\cdot 0{,}1 & k_{11} = \overline{1,5} \\ -0{,}1 + (k_{12} - 1)\cdot 0{,}01 & k_{12} = \overline{1,21} \\ 0{,}1 + (k_{13} - 1)\cdot 0{,}1 & k_{13} = \overline{1,10} \end{cases} \end{aligned}\right\}. \tag{7}$$

În continuare se poate trece la aplicarea primei etape a programării dinamice prin incrementarea stărilor.

2.1. *Procedura de inițializare*

Se consideră planul (x_1, x_2) și valorile cuantificate corespunzătoare acestor două variabile. Un punct reprezentat prin două valori cuantificate (x_{1j}, x_{2k}) este unic determinat de cei doi indici (j, k).

Ecuația fundamentală a programării dinamice [2], scrisă pentru rezolvarea problemei propuse, are forma :

$$Q(j,k) = \underset{\substack{u_1 \\ u_2}}{M\text{in}}\left\{\frac{2u_1^2 u_2^2}{1+u_1^2}\cdot\frac{\delta x_2}{x_1(j)} + Q[j\Delta x_1 + \delta x_1, \right.$$

$$\left. k\Delta x_2 + \delta x_2]\right\}, \tag{8}$$

unde :

$$\delta x_2 = M\text{in}\left\{\left|\frac{\Delta x_1}{\dfrac{1+u_1u_2^2}{1+u_1^2} - \mu}\right|, \Delta x_2\right\}, \tag{9}$$

$$\delta x_1 = \left(\frac{2u_1u_2^2}{1+u_1^2} - \mu\right)\frac{\delta x_2}{x_1(j)}. \tag{10}$$

Deoarece din starea finală $x_1 = 0$, $x_2 = x_2^*$ sistemul nu mai evoluează, rezultă $\delta x_2 = 0$ și, deci :

$$Q(1{,}101) = 0.$$

Se determină apoi zona stărilor x_1 admisibile. Un punct (j, k) aparține zonei stărilor admisibile dacă există comenzi u_1, u_2 care pot

duce sistemul din punctul respectiv în starea finală (1,101).

Ecuațiile curbelor ce limitează superior zona stărilor admisibile se obțin integrînd ecuația ;

$$x_1 \frac{dx_1}{dx_2} = \left(\frac{2u_1 u_2^2}{1 + u_1^2} - \mu \right),$$

pentru u_1, u_2 constante și punînd condițiile la limită :

$x_1(0) = 0$, respectiv $x_1(x_2^*) = 0$.

Se mai determină maximul variabilei x_1 în raport cu comenzile u_1, u_2.

Tot în cadrul procedurii de inițializare se determină comenzile și indicele de performanță optim la ultimul pas, adică pentru $x_2 = 9{,}9$ și toate valorile x_1 admisibile. Aceasta se face impunînd condiția ca sistemul să ajungă în starea finală $x_1 = 0$, $x_2 = x_2^*$, deci în (10) se fac înlocuirile $x_1 = -x_1(j)$, $\delta x_2 = \Delta x_2$, apoi pentru fiecare valoare a lui u_2 se determină u_1 și :

$$Q(j, 100) = \frac{2u_1^2 u_2^2}{1 + u_1^2} \frac{\Delta x_2}{x_1(j)},$$

reținînd valorile u_1^*, u_2^* și $Q^*(j, 100)$, unde :

$$Q^*(j, 100) = \min_{\substack{u_1 \\ u_2}} \{Q(j,100)\}.$$

2.2. Determinarea comenzilor optime și indicelui de performanță în fiecare punct din zona stărilor admisibile

Calculul comenzilor optime și indicelui de performanță optim într-un punct (j, k) se face după următorul algoritm ;

a — se atribuie lui u_2 prima valoare ;

b — se atribuie lui u_1 prima valoare ;

c — se calculează δx_2 cu relația (9) ;

d — se calculează δx_1 cu relația (10) ;

e — se calculează $x_1(x_2 + \delta x_2) = x_1(j) + \delta x_1$;

dacă $x_1(x_2 + \delta x_2)$ nu este în zona stărilor admisibile se atribuie lui u_1 valoarea următoare revenind la pasul c, dacă $u_1 > 1$, se crește u_2 revenindu-se la pasul b ;

f — dacă $x_1(x_2 + \delta x_2)$ este o stare cuantificată $Q(x_1 + \delta x_1, x_2 + \delta x_2)$ se cunoaște, dacă nu, se calculează funcție de cele mai apropiate două valori cunoscute, prin interpolare liniară ;

g — se calculează $Q(j, k)$ cu relația (8), reținîndu-se valorile optime u_1^*, u_2^* ;

h — se crește u_1 revenindu-se la pasul c ;

i — dacă $u_1 > 1$ se crește u_2 revenindu-se la pasul b ;

j — dacă $u_2 > 1$ optimul a fost calculat.

Algoritmul se aplică fiecărui punct admisibil (j, k) începînd din starea $k = 99$, pînă la $k = 1$.

În baza acestei proceduri, utilizînd schema logică din figura 1 se poate rezolva problema de optimizare analizată pentru orice stare inițială, dar avînd aceeași stare finală x_1 $(x_2^*) = 0$.

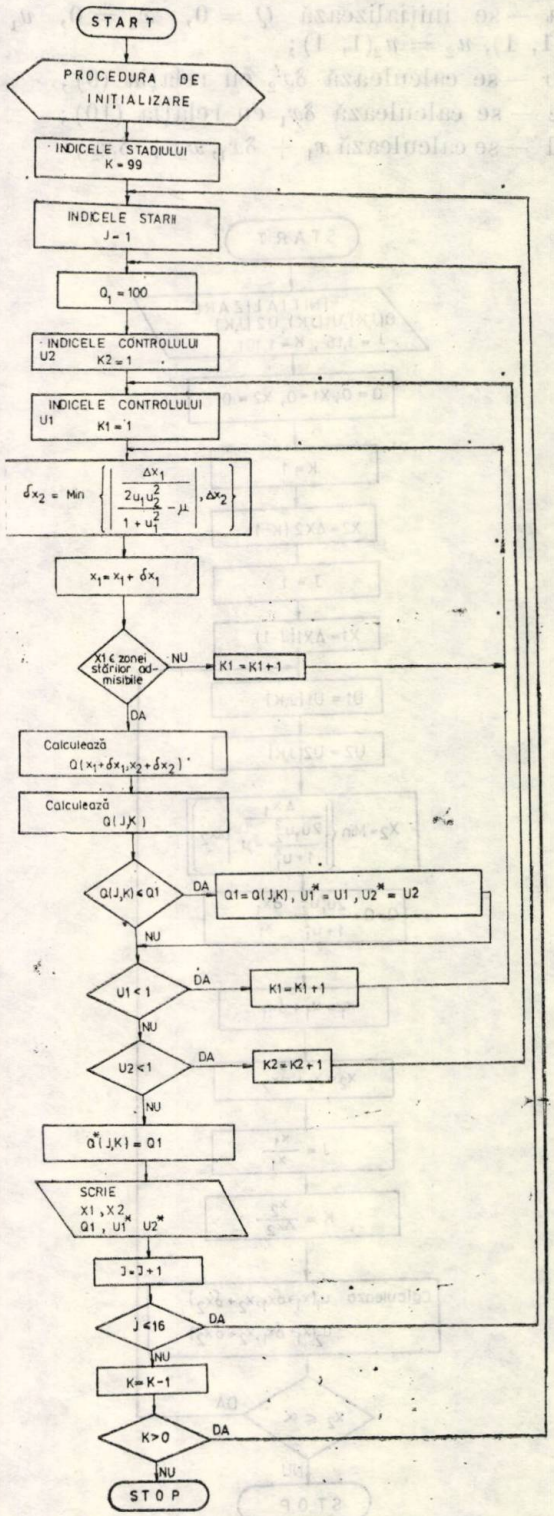


Fig. 1. Schema logică pentru determinarea comenzilor optime și indicelui de performanță în fiecare punct din zona stărilor admisibile.

2.3. Stabilirea traiectoriei optime

Calculul pentru determinarea traiectoriei optime se face în sens direct, considerîndu-se ca exemplu punctul inițial $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, după următorul algoritm:

a — se inițializează $Q = 0$, $x_2 = 0$, $u_1 = u_1(1, 1)$, $u_2 = u_2(1, 1)$;

b — se calculează δx_2 cu relația (9);

c — se calculează δx_1 cu relația (10);

d — se calculează $x_1 + \delta x_1$, $x_2 + \delta x_2$;

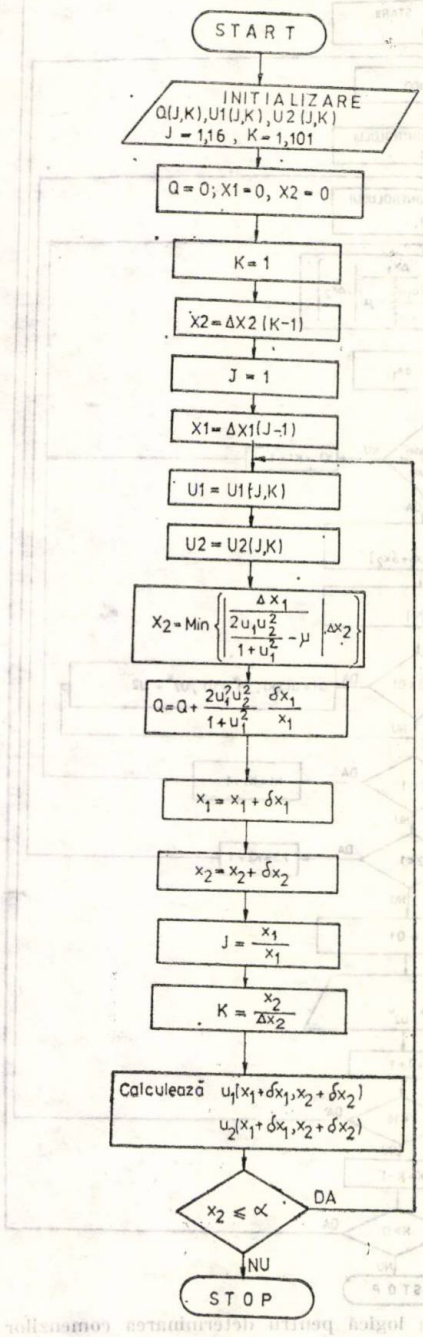


Fig. 2. Schema logică pentru stabilirea traiectoriei optime.

e — se calculează $u_1(x_1 + \delta x_1, x_2 + \delta x_2)$, respectiv $u_2(x_1 + \delta x_1, x_2 + \delta x_2)$, prin interpolare liniară după două variabile;

f — se calculează;

$$Q(j, k) = \frac{2u_1^2 u_2^2}{1 + u_1^2 x_1(j)} \delta x_2 \text{ și } Q = Q + Q(j, k);$$

g — se atribuie lui u_1, u_2 valorile $u_1(x_1 + \delta x_1, x_2 + \delta x_2)$, respectiv $u_2(x_1 + \delta x_1, x_2 + \delta x_2)$;

h — dacă $x_2 < 10$ se revine la pasul b, dacă nu programul se încheie.

Schema logică, după care s-a elaborat programul în FORTRAN este prezentată în figura 2.

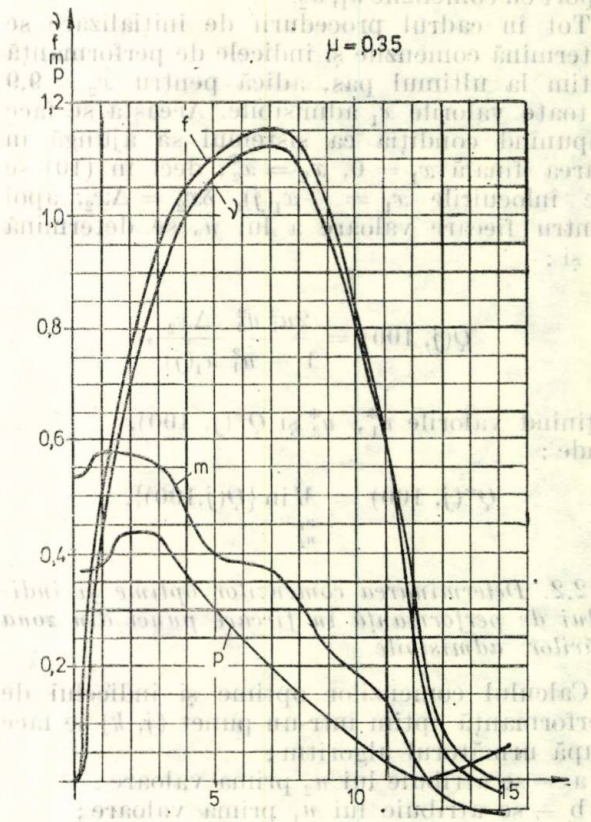


Fig. 3. Comenzile și variabilele de stare optime în cazul $\mu = 0,35$.

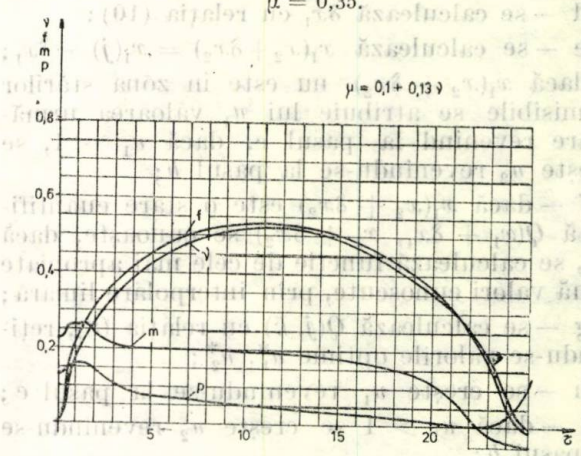


Fig. 4. Comenzile și variabilele de stare optime în cazul $\mu = 0,1 + 0,13\ \nu$.

Aplicîndu-se procedurile expuse s-au determinat comenzile optimale pentru următoarele legi de variaţie a cuplului static :

$$\mu = 0{,}35\,;\ \mu = 0{,}1 + 0{,}13\nu\,;\ \mu = 0{,}1 + 0{,}08\,\nu + 0{,}05\,\nu^2.$$

În figurile 3, 4, 5 se prezintă curbele de variaţie a frecvenţei tensiunii de alimentare f, vitezei

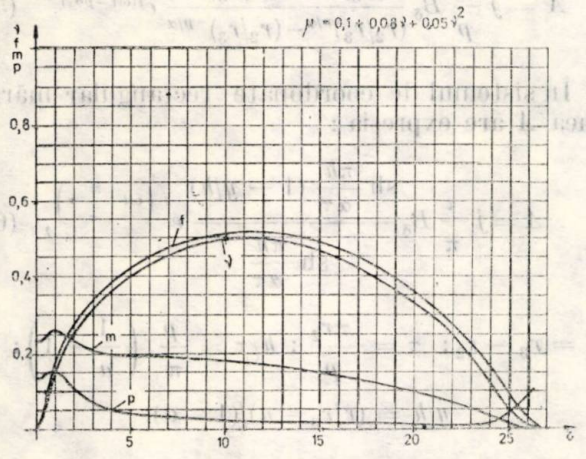


Fig. 5. Comenzile şi variabilele de stare optime în cazul $\mu = 0{,}1 + 0{,}08\ \nu + 0{,}05\ \nu^2$.

unghiulare a motorului ν, cuplului m şi intensităţii pierderilor electrice principale în rotor, corespunzătoare cuplurilor statice considerate.

3. Concluzii

Rezultatele obţinute în urma rulării pe calculatorul numeric a programelor întocmite după algoritmul prezentat indică o variaţie bine definită pentru frecvenţa tensiunii de alimentare. Cunoscînd frecvenţa şi valoarea 1 pentru fluxul magnetic util rezultate ca optime se poate determina variaţia amplitudinii tensiunii de alimentare.

Se observă că acţionarea accelerează mai întîi lent respectînd restricţia impusă acceleraţiei în momentul iniţial, funcţionează apoi la viteză constantă, după care intră în regim de frînă cu recuperare. La sfîrşitul perioadei de lucru frecvenţa tensiunii de alimentare are valori negative ceea ce indică regimul de frînă prin contracurent, regim prezent însă un timp foarte scurt.

Bibliografie

[1] *Petrov, Iu. P.* Optimalnoe upravlenie electroprivodom, Energhia, Leningrad, 1971 .

[2] *Bellman, R., Dreyfus, S.* Applied Dynamic Programming. Princenton University Press, New York, Jersey 1962.

[3] *Larson, R. E.* State Increment Dynamic Programming. Elsevier, New-York, 1974.

CZ 621.313.333

ANIZOTROPIE
PIERDERI MAGNETICE
TENSIUNE MAGNETICĂ

Aspecte privind influenţa anizotropiei magnetice asupra caracteristicilor materialelor magnetice

NICOLAE GALAN* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Performanţele tehnice, eficienţa economică şi siguranţa în funcţionare a maşinilor electrice depind în primul rînd de construcţia acestor maşini şi de proprietăţile materialelor utilizate. În construcţia maşinilor electrice un loc important îl ocupă materialele magnetice; miezurile magnetice ale armăturilor maşinilor electrice se realizează în cea mai mare parte din tole magnetice. Tola laminată la rece prezintă o serie de avantaje, de aceea se utilizează pe scară largă.

Un dezavantaj al tolei laminate la rece îl constituie anizotropia magnetică. Anizotropia materialelor magnetice a făcut obiectul mai multor lucrări din literatura de specialitate, dar puţine lucrări se referă la tola anizotropă [1], [2], [3].

În prezenta lucrare se va analiza influenţa anizotropiei magnetice asupra caracteristicilor tolei, în acest scop se va analiza mai întîi distribuţia cîmpului magnetic în tole anizotrope.

2. Cîmpul magnetic în materiale anizotrope

Pentru calculul distribuţiei spaţiale a inducţiei magnetice în medii cu anizotropie magnetică se va considera un model de calcul corespunzător unei tole utilizată în construcţia maşinilor electrice aşa cum se arată în figura 1; s-a avut în vedere atît sistemul de coordonate cilindric — r, θ, z, (fig. 1 a), cît şi sistemul de coordonate rectangulare — x, y, z (fig. 1 b).

Se va considera că tensorul permeabilitate magnetică are componentele constante, adică

* Institutul politehnic — Bucureşti.

nu depind de inducția magnetică; pentru inducții magnetice $B_m \leqslant 1{,}4$ Wb/m² această ipoteză nu conduce la erori importante pentru

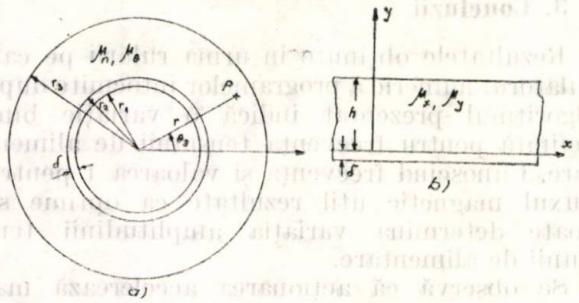


Fig. 1. Modelul de calcul pentru tola magnetică: a) sistem de coordonate cilindric; b) sistem de coordonate rectangular.

tole uzuale, iar relațiile obținute permit simplificarea analizei principalelor aspecte determinate de anizotropia magnetică.

Ecuația diferențială a componentei axiale a potențialului magnetic vector A în coordonate cilindrice pentru medii anizotrope se prezintă sub forma:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial}{\partial r}A\right)+\frac{1}{(\alpha r)^2}\frac{\partial^2 A}{\partial \theta_s^2}=0, \qquad (1)$$

unde $\alpha=\sqrt{\mu_r/\mu_\theta}$ este coeficientul de anizotropie în sistemul de coordonate rectangular ecuația diferențială a mărimii A va fi:

$$\frac{1}{\alpha^2}\frac{\partial^2}{\partial x^2}A+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A=0, \qquad (2)$$

în care: $\alpha=\sqrt{\mu_y/\mu_x}$ este coeficientul de anizotropie [4].

În proiectarea mașinilor electrice se impune inducția magnetică din întrefier, de aceea în calculul mărimii A se va considera cunoscută inducția magnetică din intrefier, care se poate pune sub forma:

$$b_\delta(t,\theta_s)=B_\delta e^{j(\omega t-p\theta_s)}, \qquad (3)$$

unde p este numărul perechilor de poli, iar ω este pulsația; în coordonate rectangulare $p\theta_s$ devine $\frac{\pi}{\tau}x$.

În continuare calculele se vor prezenta în sistemul de coordonate cilindric, deoarece prin trecere la limită se obțin relațiile din sistemul de coordonate rectangular.

Componenta normală a inducției magnetice pe suprafața $r=r_3$ se consideră nulă deoarece componentele tensorului permeabilitate magnetică a materialului anizotrop sînt mai mari decît permeabilitatea aerului μ_0. Adică, condițiile pe frontieră se pot formula în modul următor, în funcție de mărimea A:

$$\frac{1}{r}\left.\frac{\partial A}{\partial \theta_s}\right|_{r=r_3}=B_\delta e^{j(\omega t-p\theta_s)},$$

$$\frac{1}{r}\left.\frac{\partial A}{\partial \theta_s}\right|_{r=r_3}=0. \qquad (4)$$

După efectuarea calculelor se obține următoarea expresie pentru mărimea A:

$$A=j\frac{r_2}{p}B_\delta\frac{(r/r_3)^{p/\alpha}-(r/r_3)^{-p/\alpha}}{(r_2/r_3)^{p/\alpha}-(r_2/r_3)^{-p/\alpha}}e^{j(\omega t-p\theta_s)}. \qquad (5)$$

În sistemul de coordonate rectangular mărimea A are expresia:

$$A=j\frac{\tau}{\pi}B_\delta\frac{\operatorname{sh}\frac{\pi h}{\alpha\tau}(1-y/h)}{\operatorname{sh}\frac{\pi h}{\alpha\tau}}e^{j\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)}, \qquad (6)$$

$$h=r_3-r_2;\quad \tau=\frac{\pi r_2}{p};\quad h/\tau=\frac{p}{\pi}\left(\frac{1}{a}-1\right);$$

$$y/h=(r/r_3-a)/(1-a).$$

Pe baza relației (5) se calculează componentele inducției magnetice în jurul statorului:

$$B_r=\mu_r H_r=\frac{r_2}{r}B_\delta\frac{(r/r_3)^{p/\alpha}-(r/r_3)^{-p/\alpha}}{(r_2/r_3)^{p/\alpha}-(r_2/r_3)^{-p/\alpha}}e^{j(\omega t-p\theta_s)}. \qquad (7)$$

$$B_\theta=\mu_\theta H_\theta=$$

$$=-j\frac{r_2}{r_\alpha}B_\delta\frac{(r/r_3)^{p/\alpha}+(r/r_3)^{-p/\alpha}}{(r_2/r_3)^{p/\alpha}-(r_2/r_3)^{-p/\alpha}}e^{j(\omega t-p\theta_s)}.$$

Pe baza relațiilor (7) s-au trasat, în figura 2, curbele de variație a amplitudinilor compo-

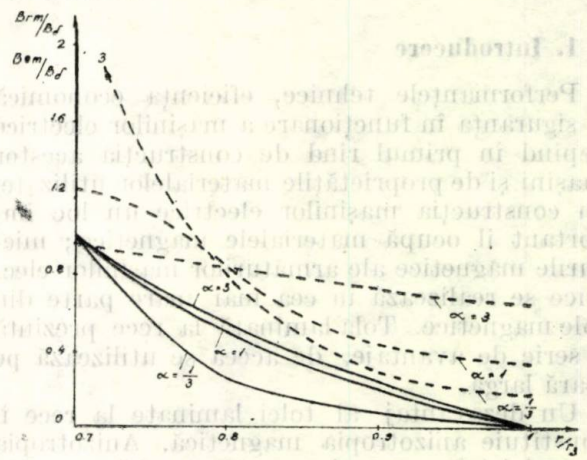


Fig. 2. Variația componentelor inducției magnetice în raport cu raza r:

——— $B_{rm}/B_\delta=f(r/r_3)$ pentru $p=3$ și $\alpha=$ ct.

····· $B_{\theta m}/B_\delta=f(r/r_3)$ pentru $p=3$ și $\alpha=$ ct.

nentelor inducției magnetice B_{rm} și $B_{\theta m}$ din materialul anizotrop. Se constată că pentru $\alpha < 1$, adică $\mu_r < \mu_\theta$, distribuția spațială a celor două componente după rază este esențial neuniformă, iar odată cu creșterea coeficientului de anizotropie distribuția după rază a celor două componente devine din ce în ce mai uniformă. Aceasta se explică prin faptul că reluctanțele magnetice în cele două direcții r și θ_s contribuie la reluctanța echivalentă cu o pondere influențată de coeficientul de anizotropie α, de exemplu pentru $\alpha < 1$ reluctanța magnetică în direcția razei este mai mare decît reluctanța în direcția tangentei la dimensiuni geometrice de același ordin de mărime și în acest caz cele mai multe linii de cîmp se vor stabili în vecinătatea suprafeței $r = r_2$ rezultînd o distribuție neuniformă după raza r.

Amplitudinea inducției magnetice rezultante B_m se calculează pe baza relațiilor (7):

$$B_m = \sqrt{B_{rm}^2 + B_{\theta m}^2}. \qquad (8)$$

În figura 3 se prezintă variația după rază a mărimii B_m, care este o consecință a curbelor din figura 2. Distribuția spațială a inducției

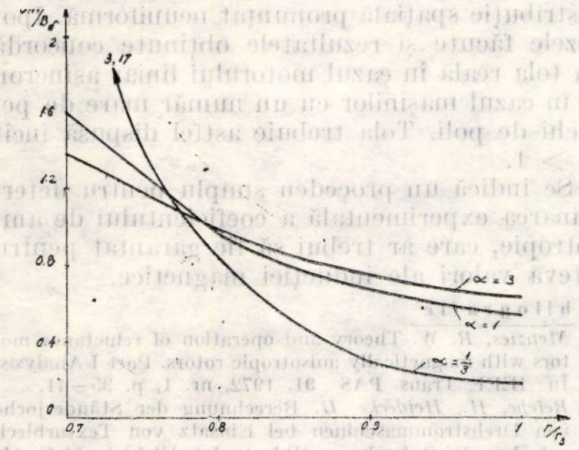


Fig. 3. Variația inducției magnetice B_m în raport cu raza r: $B_m/B_\delta = f(r/r_3)$ pentru $p = 3$ și $\alpha = \text{ct.}$

magnetice în jugul statorului influențează sensibil pierderile magnetice.

3. Pierderile magnetice în tola statorului

Pentru calculul pierderilor în tola statorului, corespunzătoare jugului, se va avea în vedere faptul că pierderile specifice sînt proporționale cu pătratul inducției magnetice și, prin urmare, pierderile totale în volumul considerat se pot pune sub forma:

$$P_{Fe} = \beta_{Fe} \int_{V_{Fe}} B_m^2 dv = 2\pi\Delta\beta_{Fe} \int_{r_2}^{r_3} B_m^2 r dr. \qquad (9)$$

După efectuarea calculelor se obține următoarea expresie pentru pierderile specifice:

$$p = P_{Fe}/V_{Fe} = P_0 \frac{a^2}{(1-a^2)(a^{p/\alpha} - a^{-p/\alpha})^2} \times$$

$$\times \left[\frac{1}{2p} \left(\alpha + \frac{1}{\alpha} \right) (a^{-2p/\alpha} - a^{2p/\alpha}) + 2 \left(1 - \frac{1}{\alpha^2} \right) \ln a \right]. \qquad (10)$$

unde $a = r_2/r_3$; $P_0 = \Delta 2 \beta_{Fe} B_\delta^2$; Δ — grosimea tolei.

Pe baza relației (10) în figura 4 s-au trasat curbele pierderilor specifice în funcție de gra-

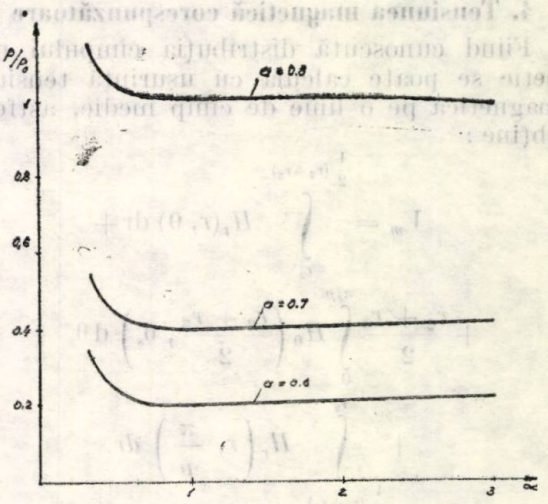


Fig. 4. Variația pierderilor specifice medii în raport cu gradul de anizotropie: $p/p_0 = f(\alpha)$ pentru $a = \text{ct.}$ și $p = 3$

dul de anizotropie a materialului pentru $a = \text{ct.}$ Aceste curbe sînt trasate în unități relative, adică $p/P_0 = f(\alpha)$.

Se constată că pentru $\alpha < 1$ pierderile specifice medii p cresc sensibil în raport cu pierderile specifice ale materialului izotrop, $(\alpha = 1)$; pentru $\alpha > 1$ creșterea pierderilor specifice este nesemnificativă, de remarcat că pierderile au minimul la $\alpha = 1$. Acest rezultat se explică pe baza distribuției spațiale a inducției magnetice, fapt ce a fost analizat mai sus. Din alura curbelor trasate rezultă că este preferabil să se realizeze $\alpha \geqslant 1$.

Ar fi util ca beneficiarul să cunoască gradul de anizotropie la cîteva inducții magnetice uzuale (de exemplu la 1 Wb/m² și la 1,5 Wb/m²), precum și direcția după care permeabilitatea magnetică este maximă, elemente care să fie garantate de uzina care realizează asemenea tole.

Gradul de anizotropie α poate fi determinat cu ajutorul a două probe, magnetizate după direcții perpendiculare la același curent de magnetizare; în acest caz gradul de anizotropie va fi:

$$\alpha = B_{\parallel}/B_{\perp}, \qquad (11)$$

unde $B_{\parallel}$ este valoarea inducției cînd magnetizarea se face în sensul de laminare, iar $B_{\perp}$ este inducția magnetică cînd magnetizarea se face pe o direcție perpendiculară (curentul de magnetizare fiind același). Avînd în vedere ponderea sensibil diferită a componentelor B_r și B_θ la inducția rezultantă, pierderile specifice după cele două direcții au de asemenea o pondere diferită și media aritmetică a acestor pierderi rezultată din experimentări reprezintă doar o primă aproximație ; utilizarea unei medii ponderate cunoscînd pierderile după cele două direcții ar putea conduce la un calcul mai exact.

4. Tensiunea magnetică corespunzătoare tolei

Fiind cunoscută distribuția cîmpului magnetic se poate calcula cu ușurință tensiunea magnetică pe o linie de cîmp medie, astfel se obține :

$$V_m = \int_{r_2}^{\frac{1}{2}(r_2+r_3)} H_r(r, 0)\,\mathrm{d}r + \frac{r_2+r_3}{2}\int_0^{\pi/p} H_\theta\left(\frac{r_2+r_3}{2}, \theta_s\right)\mathrm{d}\theta_s + \int_{\frac{1}{2}(r_2+r_3)}^{r_2} H_r\left(r, \frac{\pi}{p}\right)dr. \qquad (12)$$

După efectuarea calculelor, din relațiile (7) și (12), se obține :

$$V_m = V_0 \frac{a^{p/\alpha} + a^{-p/\alpha}}{(a^{-p/\alpha} - a^{p/\alpha})}, \qquad (13)$$

unde :

$$V_0 = 2r_2 B_\delta / p\mu_0. \qquad (14)$$

În figura 5 s-au trasat curbele $V_m/V_0 = f(\alpha)$ din care rezultă că pentru $\alpha < 1$, tensiunea magnetică are o creștere importantă fapt care conduce la o mărire a curentului de magnetizare, adică tola cu $\alpha < 1$ prezintă dezavantaje și din acest punct de vedere. O neuniformitate pronunțată a distribuției spațiale a cîmpului magnetic ($\alpha < 1$) conduce și la utilizarea necorespunzătoare a tolei deoarece unele porțiuni vor fi solicitate pînă la saturație în timp ce în alte porțiuni inducția magnetică are valori mici.

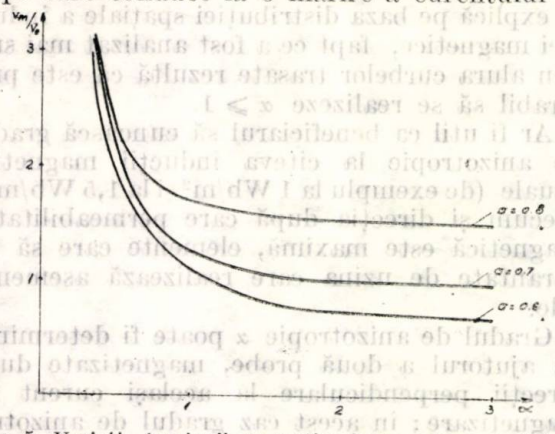


Fig. 5. Variația tensiunii magnetice în raport cu gradul de anizotropie: $V_m/V_0 = f(\alpha)$ pentru a = ct. și $p = 3$.

Se impune deci ca tola să fie decupată din tablă astfel încît $\alpha > 1$. De subliniat că saturația are ca efect o distribuție spațială mai uniformă a cîmpului magnetic.

5. Concluzii

În lucrare se analizează influența anizotropiei materialelor magnetice asupra caracteristicilor acestor materiale. În acest scop se studiază în funcție de gradul de anizotropie distribuția cîmpului magnetic într-o tolă considerată anizotropă.

Fiind cunoscut cîmpul magnetic în tolă se calculează atît pierderile specifice medii, cît și tensiunea magnetică arătîndu-se că ambele mărimi înregistrează o creștere sensibilă pentru $\alpha < 1$, iar pentru $\alpha > 1$ au o variație nesemnificativă ; pierderile magnetice au un minim pentru $\alpha = 1$. Explicația constă în faptul că pentru $\alpha < 1$, cîmpul magnetic are o distribuție spațială pronunțat neuniformă. Ipotezele făcute și rezultatele obținute concordă cu tola reală în cazul motorului liniar asincron și în cazul mașinilor cu un număr mare de perechi de poli. Tola trebuie astfel dispusă încît $\alpha > 1$.

Se indică un procedeu simplu pentru determinarea experimentală a coeficientului de anizotropie, care ar trebui să fie garantat pentru cîteva valori ale inducției magnetice.

Bibliografie

[1] *Menzies, R. W.* Theory and operation of reluctance motors with magnetically anisotropic rotors. Part I Analysis. În: IEEE Trans. **PAS—91**, 1972, nr. 1, p. 35—41.

[2] *Reiche, H., Heidecke, H.* Berechnung der Ständerjoche von Drehstrommaschinen bei Einsatz von Texturblech auf dem Digitalrechner ZRA 1. In: Elektrie Heft **11**, 1964, p. 343—346.

[3] *Wen, H.* Induktionsvorgange in anisotropen Mediem. In: A.f.E, H. **2**, 1969, p. 80—92.

[4] *Galan, M.* Détermination des caractéristiques de fonctionnement du moteur asynchrone à rotor massif anisotrope. In: Rev. Roum. Sci. Tech.-Électrotech. et Energ., **19**, nr. 2, p. 307—320, 1974.

[5] *Menzies, R. W., Mathur, R. M., Lee, H. W.* Theory and operation of reluctance motors with magnetically anisotropic rotors II — Synchronous performance. In: IEEE Trans. **PAS — 91**, nr. 1, 1972, p. 41—45.

[6] *Chandrasekhara Rao.* Dynamic performance of reluctance motors with magnetically anisotropic rotors. In: IEEE Trans. **PAS—95**, nr. 4, 1976, p. 1369—1376.

[7] *Wen, H.* Über die Berechnung magnetischer Spannungen in hochgesättigten Jochen von Drehstrommaschinen. In A. für E., Heft **2**, 1957, p. 77—94.

[8] *Richter, Ch.* Probleme beim Einsatz von gie β fähigen ferromagnetischen Material in elektrischen Maschinen, In: Elektrie, 29, **H. 8**, 1975, p. 437—439.

[9] *Magerl, R., Riedel, C.* Technische Anwendungen von Festkörpereffekten. In: Elektrie, **29**, H. 6, 1975, p. 308—311.

CZ 620.318.132

Aproximarea curbelor de magnetizare cu funcții spline de ajustare și determinarea unor dependențe derivate utilizate în unele metode numerice de calcul al cîmpului magnetic

GHERMAN GHEORGHE, CÎRMU IONEL* — TIMIȘOARA

Introducere

Analiza proceselor din mașinile și aparatele electrice în a căror structură sînt înglobate materiale feromagnetice pretinde, de obicei, utilizarea unor expresii analitice de aproximare a curbelor de magnetizare neliniare $B(H)$ sau $H(B)$. Acestor expresii analitice li se impun anumite condiții a căror îndeplinire poate asigura reușita analizei, concretizată printr-o precizie acceptabilă a calculelor, un timp de calcul suficient de redus etc.

În [1, 2] sînt prezentate diferite expresii de aproximare a curbelor de magnetizare. Expresiile care aproximează în întregime o curbă de magnetizare sînt cu atît mai complexe cu cît precizia impusă este mai mare. Expresiile de aproximare pe porțiuni pot descrie suficient de exact o curbă de magnetizare, dar au anumite dezavantaje. Ele sînt incomode la integrarea numerică a ecuațiilor diferențiale pretinsă de rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic. Anumite expresii de aproximare pe porțiuni nu asigură în punctele de joncțiune continuitatea unor dependențe derivate din dependențele $B(H)$ sau $H(B)$, ceea ce duce la creșterea timpului de calcul al problemelor de cîmp.

În metoda numerică de calcul al cîmpului magnetic prezentată [3] sînt utilizate dependențele $\mu(H)$, $\frac{1}{\mu}(B)$, $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$ și $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$, iar în metoda numerică de calcul al cîmpului electric și magnetic din [4], dependențele $\frac{1}{\mu}(B^2)$ și $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B^2}(B)$. Dacă se acceptă ca în [3] aproximarea liniară pe porțiuni a curbei de magnetizare $B(H)$, atunci funcțiile $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$, $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$ și $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B^2}(B^2)$ sînt discontinue în punctele de joncțiune. Eliminarea acestui dezavantaj se poate face prin aproximarea dependenței dintre B și H cu ajutorul unei funcții spline cubice, ca în [5]. În [5] se prezintă o expresie de aproximare spline cubică $F(B)$ a dependenței $H(B)$, segmentar polinomială, care satisface condițiile :

$$F(B_i) = H_i \quad (i = 1, 2, \ldots, n), \tag{1}$$

continuă împreună cu primele două derivate în intervalul $[B_1, B_n]$; H_i și B_i sînt valori ale intensității cîmpului magnetic și inducției magnetice determinate experimental. Pentru determinarea coeficienților din expresia $F(B)$ se impun și valorile $F''(B_1)$ și $F''(B_n)$ ale derivatei a doua a lui $F(B)$. Aceste valori nu sînt însă accesibile experimental. Pe de altă parte, valorile H_i și B_i se determină prin măsurători, potențial afectate de erori. În aceste condiții este mai rațional să se aproximeze curbele de magnetizare $B(H)$ sau $H(B)$ prin funcții spline de ajustare, care, fără a lua în punctele H_i valorile B_i sau în punctele B_i valorile H_i, să se abată într-un anumit sens cel mai puțin de la aceste valori. Acestor funcții li se pot impune și condiții legate de netezimea lor.

1. Expresiile de aproximare propuse și utilizarea lor

Expresia analitică propusă pentru aproximarea curbei de magnetizare $B(H)$, bazată pe [6] este :

$$F_1(H) = \sum_{j=0}^{1} a_j H^j + \sum_{i=1}^{n} b_i (H - H_i)_+^3, \tag{2}$$

$F_1(H)$ fiind o funcție supline de ajustare de grad 3 cu $n \geqslant 2$ și cu termenul general din a doua sumă nenul numai pentru $H > H_i$; n este numărul de puncte de coordonate (H_i, B_i) ale curbei de magnetizare $B(H)$ ridicată experimental. Modul de determinare a coeficienților reali a_j și b_i va fi indicat în cele ce urmează.

Fie $S_3(\Delta)$ mulțimea funcțiilor spline naturale de grad 3 cu nodurile $H_1 < H_2 < \ldots < H_n$, cu Δ fiind notată mulțimea valorilor H_i. Pentru o funcție $G \in S_3(\Delta)$ care are derivata de ordinul 1 absolut continuă pe intervalul $[H_1, H_n]$ și derivata de ordinul 2 de pătrat sumabil în intervalul $[H_1, H_n]$, se poate aprecia cantitativ netezimea prin gradul de netezime :

$$\iota(G) = \int_{H_1}^{H_n} [G^{(2)}(H)]^2 \, \mathrm{d}H, \tag{3}$$

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — „Traian Vuia" — Timișoara.

iar ajustarea valorilor B_i prin gradul de ajustare :

$$e(G) = \sum_{i=1}^{n} [G(H_i) - B_i]^2. \quad (4)$$

Funcţia spline de ajustare $F_1(H)$ este funcţia spline naturală din $S_3(\Delta)$ care minimizează funcţionala :

$$\iota(G) + \rho e(G),$$

realizînd deci un compromis între netezime şi ajustare ; coeficientul $\rho > 0$ stabileşte importanţa relativă care se acordă netezimii şi ajustării. Funcţia spline de ajustare $F_1(H)$ este deci soluţia problemei de minm :

$$\iota(F_1) + \rho e(F_1) = \inf\{\iota(G) + \rho e(G)\}. \quad (5)$$

Întrucît $F_1 \in S_3(\Delta)$, coeficienţii reali b_i satisfac condiţiile liniare :

$$\sum_{i=1}^{n} b_i H_i^k = 0 \quad (k = 0, 1). \quad (6)$$

Relaţia (5) este satisfăcută dacă :

$$F_1(H_i) + \frac{b_i}{\rho} = B_i \quad (i = 1, 2, \ldots, n). \quad (7)$$

Relaţiile (6) şi (7) formează un sistem liniar de $n + 2$ ecuaţii din care se pot determina cei $n + 2$ coeficienţi reali din (2).

Expresia analitică (2) propusă pentru aproximarea curbei de magnetizare $B(H)$ este segmentar polinomială, segmentele de polinoame racordîndu-se în punctele de joncţiune de abscise H_i împreună cu primele două derivate ale segmentelor de polinoame.

În mod cu totul asemănător se poate aproxima curba de magnetizare $H(B)$ printr-o funcţie spline de ajustare $F_2(B)$, similară funcţiei $F_1(H)$:

$$F_2(B) = \sum_{j=0}^{1} c_j B^j + \sum_{i=1}^{n} d_i (B - B_i)_+^3, \quad (8)$$

cu $n \geqslant 2$; termenul general din a doua sumă este nenul numai pentru $B > B_i$. Cei $n + 2$ coeficienţi reali din (8) se determină prin rezolvarea sistemului format din relaţiile (9) şi (10) :

$$\sum_{i=1}^{n} d_i B_i^k = 0 \quad (k = 0, 1), \quad (9)$$

$$F_2(B_i) + \frac{d_i}{\rho} = H_i \quad (i = 1, 2, \ldots, n). \quad (10)$$

În continuare se prezintă relaţiile de calcul ale dependenţelor $\mu(H)$, $\frac{1}{\mu}(B)$, $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$ şi $\frac{\partial (1/\mu)}{\partial B}(B)$ necesare în [3]. Din relaţia (2) rezultă :

$$\mu(H) = \frac{F_1(H)}{H} = \sum_{j=0}^{1} a_j H^{j-1} + \sum_{i=1}^{n} b_i \frac{(H - H_i)_+^3}{H}, \quad (11)$$

$$\frac{\partial \mu}{\partial H}(H) = \sum_{j=0}^{1} (j-1)\, a_j H^{j-2} + \sum_{i=1}^{n} b_i \frac{(H - H_i)_+^2}{H} \left[3 - \frac{(H - H_i)_+}{H}\right]. \quad (12)$$

De asemenea, din (8) se obţine :

$$\frac{1}{\mu}(B) = \frac{F_2(B)}{B} = \sum_{j=0}^{1} c_j B^{j-1} + \sum_{i=1}^{n} d_i \frac{(B - B_i)_+^3}{B}, \quad (13)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{1}{\mu}\right)}{\partial B}(B) = \sum_{j=0}^{1} (j-1)\, c_j B^{j-2} + \sum_{i=1}^{n} d_i \frac{(B - B_i)_+^2}{B} \left[3 - \frac{(B - B_i)_+}{B}\right]. \quad (14)$$

Funcţiile descrise de relaţiile (11) şi (12) sînt continue în punctele de joncţiune de abscise H_i, ca şi funcţiile descrise de relaţiile (13) şi (14) în punctele de joncţiune de abscise B_i.

Datorită caracterului lor polinomial, funcţiile descrise de relaţiile (11—14) prezintă din punct de vedere aplicativ avantajul de a permite finalizarea calculelor în condiţiile programării simple a agloritmilor în cadrul unor subrutine.

2. Exemplu de calcul

Relaţiile de aproximare propuse au fost verificate pentru o curbă de magnetizare dată prin 12 puncte de coordonare (H_i, B_i) (tabelul 1). Calculele s-au efectuat pentru 3 valori ale coeficientului ρ : $\rho = 100$; 1 000 ; 10 000. Abaterile relative medii ε_B şi ε_H calculate cu relaţiile :

$$\varepsilon_B = \frac{100}{n} \sum_{i=2}^{n} \frac{|F_1(H_i) - B_i|}{B_i}, \quad (15)$$

$$\varepsilon_H = \frac{100}{n} \sum_{i=2}^{n} \frac{|F_2(B_i) - H_i|}{H_i}, \quad (16)$$

Tabelul 1

i	H_i, A/m	B_i, T	$F_1(H_i)$, T	$F_2(B_i)$, A/m	$F_1(H_i) - B_i$, T	$F_2(B_i) - H_i$, A/m
1	0	0	−0,0002	0,2	−0,0002	0,2
2	70	0,124	0,1245	69,6	0,0005	−0,4
3	134	0,310	0,3098	134,2	−0,0002	0,2
4	222	0,592	0,5920	221,9	0	−0,1
5	341	0,944	0,9439	341,0	−0,0001	0
6	524	1,258	1,2580	523,8	0	−0,2
7	850	1,540	1,5400	847,7	0	−2,3
8	1365	1,705	1,7050	1359,2	0	−5,8
9	2005	1,790	1,7900	1 995,5	0	−9,5
10	2764	1,848	1,8480	2 788,7	0	24,7
11	3610	1,890	1,8900	3 664,6	0	54,6
12	4540	1,922	1,9220	4 478,6	0	−61,4

Tabelul 2

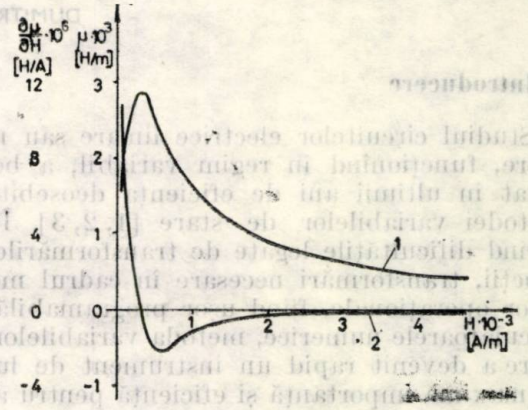
ρ	ε_B, %	ε_H, %
100	1,28	8,36
1 000	0,33	2,13
10 000	0,04	0,52

Tabelul 3

$F_1(H)$		$F_2(B)$	
$a_0 = -2{,}328 \cdot 10^{-4}$ T		$c_0 = 2{,}399 \cdot 10^{-1}$ A/m	
$a_1 = 1{,}494 \cdot 10^{-3}$ H/m		$c_1 = 6{,}031 \cdot 10^{2}$ m/H	
i	b_i, $\frac{\text{H}\cdot\text{m}}{\text{A}^2}$	i	d_i, $\frac{\text{m}}{\text{H}\cdot\text{T}^2}$
1	$5{,}871 \cdot 10^{-8}$	1	$-2{,}851 \cdot 10^{3}$
2	$-1{,}199 \cdot 10^{-7}$	2	$4{,}966 \cdot 10^{3}$
3	$5{,}794 \cdot 10^{-8}$	3	$-2{,}352 \cdot 10^{3}$
4	$-1{,}191 \cdot 10^{-8}$	4	$7{,}232 \cdot 10^{2}$
5	$2{,}334 \cdot 10^{-8}$	5	$-3{,}148 \cdot 10^{2}$
6	$-7{,}573 \cdot 10^{-9}$	6	$2{,}732 \cdot 10^{3}$
7	$-1{,}554 \cdot 10^{-10}$	7	$2{,}719 \cdot 10^{4}$
8	$-3{,}887 \cdot 10^{-10}$	8	$6{,}938 \cdot 10^{4}$
9	$-6{,}986 \cdot 10^{-12}$	9	$1{,}134 \cdot 10^{5}$
10	$-1{,}037 \cdot 10^{-11}$	10	$-2{,}942 \cdot 10^{5}$
11	$2{,}189 \cdot 10^{-12}$	11	$-6{,}489 \cdot 10^{5}$
12	$-3{,}497 \cdot 10^{-12}$	12	$7{,}303 \cdot 10^{5}$

pentru cele 3 valori ale coeficientului ρ sînt date în tabelul 2. În tabelul 1 sînt date și valorile calculate $F_1(H_i)$ și $F_2(B_i)$ pentru $\rho = 10\,000$, precum și diferențele $F_1(H_i) - B_i$ și $F_2(B_i) - H_i$; în tabelul 3 sînt indicate valorile rezultate pentru coeficienții a_j, b_i, c_j și d_i ai relațiilor de aproximare $F_1(H)$ și $F_2(B)$.

Analiza rezultatelor obținute permite aprecierea calității aproximărilor analitice concretizată prin netezime și fidelitate. La aceste avantaje se adaugă cel al continuității dependențelor $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$ și $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$. În figura 1 sînt prezentate dependențele $\mu(H)$ (curba 1) și $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$ (curba 2), iar în figura 2 dependențele $\frac{1}{\mu}(B)$ (curba 1) și $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$ (curba 2), corespunzătoare curbei de magnetizare analizată.



Fg. 1

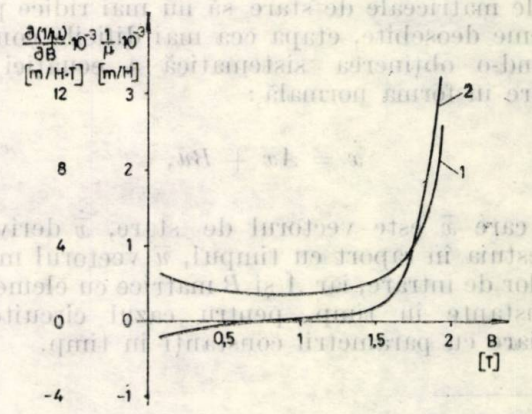


Fig.

3. Concluzii

Utilizarea funcțiilor spline de ajustare segmentar polinomiale pentru aproximarea curbelor de magnetizare neliniare date prin puncte potențial afectate de erori are avantajul realizării unor aproximări netede și fidele. De asemenea, se asigură continuitatea în punctele de joncțiune a segmentelor a unor dependențe derivate utilizate în anumite metode numerice de calcul al cîmpului magnetic.

Bibliografie

[1] *Phillipow, E.* Nichtlineare Elektrotechnik. Akademische Verlagsgesellschaft Geest u. Portig, K.-G., Leipzig, 1963.

[2] *Kuzovleva, F. Ia., Pekker, I. I.* Aproximația krivîh namagnicivania pri rascetah na T.V.M. Izvestia vissih ucebnih zavedenii, Elektromehanika, 1965, nr. 6, p. 611—614.

[3] *Bodiakșin, A. I.* Metod rasceta magnitnih polei. Izdatelstvo Nauka, Moskva, 1968.

[4] *Demircian, K. S.*, ș.a. Realizația metoda konecinih elementov na E.V.M. dlia rasceta dvuhmernih elektriceskih i magnitnih polei. Izvestia AN SSSR, Energhia i transport, nr. 1, 1974, p. 142—148.

[5] *Mișin, V. I., Sobar, I. V.* Aproximația krivîh namagnicivania kubiceskimi splainami. Izvestia vissih ucebnih zavedenii, Energhetika, nr. 7, 1978, p. 123—126.

[6] *Micula, Gh.* Funcții spline și aplicații. Editura tehnică, București, 1978.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAȚII DE STARE
DIAKOPTICĂ

Metoda obținerii sistematice a ecuațiilor de stare prin despicarea nodurilor arborelui normal

DUMITRU TOPAN* — CRAIOVA

Introducere

Studiul circuitelor electrice liniare sau neliniare, funcționînd în regim variabil, a beneficiat în ultimii ani de eficiența deosebită a metodei variabilelor de stare [1, 2, 3]. Înlăturînd dificultățile legate de transformările de funcții, transformări necesare în cadrul metodelor operaționale, fiind ușor programabilă pe calculatoarele numerice, metoda variabilelor de stare a devenit rapid un instrument de lucru de maximă importanță și eficiență pentru analiza și proiectarea circuitelor electrice și electronice complexe.

Utilizarea pe scară largă a calculatoarelor electronice face ca rezolvarea ecuației diferențiale matriceale de stare să nu mai ridice probleme deosebite, etapa cea mai dificilă constituind-o obținerea sistematică a ecuației de stare în forma normală :

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u}, \qquad (1)$$

în care $\bar{x}$ este vectorul de stare, $\dot{\bar{x}}$ derivata acestuia în raport cu timpul, $\bar{u}$ vectorul mărimilor de intrare, iar A și B matrice cu elemente constante în timp, pentru cazul circuitelor liniare cu parametrii constanți în timp.

Pornind de la constatarea că metodele de formulare și scriere sistematică a ecuațiilor de stare, prezentate în literatura de specialitate [1, 3, 4], devin practic inoperante sau extrem de laborioase și greu manevrabile în cazul circuitelor cu număr relativ ridicat de laturi și structuri topologice complicate, s-au propus metode diakoptice [6, 7, 8], care înlătură dificultățile menționate anterior. Ideea care stă la baza metodelor propuse (inclusiv cea de față), este aceea a descompunerii circuitului analizat în multipoli, urmată de scrierea ecuațiilor de stare pentru fiecare din aceștia, apoi sintetizarea matricelor din ecuația de stare a întregului circuit, folosind matricele ce apar în ecuațiile de stare ale multipolilor în care a fost descompus inițial circuitul.

1. Despicarea unui nod al arborelui normal și introducerea surselor fictive

Arborele normal (arborescența normală) se va selecta astfel încît să conțină toate sursele ideale independente de tensiune, cît mai multe condensatoare posibil, cît mai multe rezistoare posibil, cît mai puține bobine și nici o sursă ideală independentă de curent [1, 2, 5, 8].

Laturile elementelor de circuit multiterminale (giratoare, transformatoare ideale, surse comandate), pentru care relațiile tensiune-curent sînt algebrice, se includ în rîndul ramurilor (coardelor) de tip rezistor. Se impun pre-

* Dr. ing. *Topan, D.* este șef de lucrări la Catedra de Electrotehnică, Universitatea din Craiova.

cauții speciale asupra modului de atribuire (ramurilor sau coardelor) a laturilor anterior menționate [1, 3, 4].

Existența ramurilor de bobine, respectiv a coardelor de condensatoare, este condiționată de prezența în circuit a secțiunilor de bobine, respectiv buclelor de condensatoare.

În raport cu arborele normal, nodurile se pot împărți în două categorii : a — *noduri centrale*, în care converg cel puțin două ramuri și un număr oarecare de coarde ; b — *noduri periferice*, în care converg un număr de coarde și o singură ramură.

Deoarece, în general, arborele normal nu este unic, rezultă că nodurile unui circuit vor fi centrale sau periferice în funcție de modul în care au fost alese ramurile de bobină și coardele de condensatoare.

Descompunerea circuitului în multipoli, în vederea obținerii ecuațiilor de stare, presupune selectarea unui arbore normal despicarea unui număr de noduri centrale și introducerea unor seturi de surse fictive, așa cum se arată în continuare.

Se consideră graful unui circuit, în care liniile îngroșate marchează ramurile arborelui normal, iar liniile subțiri coardele (fig. 1). În vederea despicării nodului central k, se consideră o suprafață închisă de secționare S, care trece prin nodul k și nu intersectează decît coarde (fig. 1 b). Existența unei astfel de suprafețe este garantată de faptul că, prin definiție [1, 9], un arbore nu conține bucle.

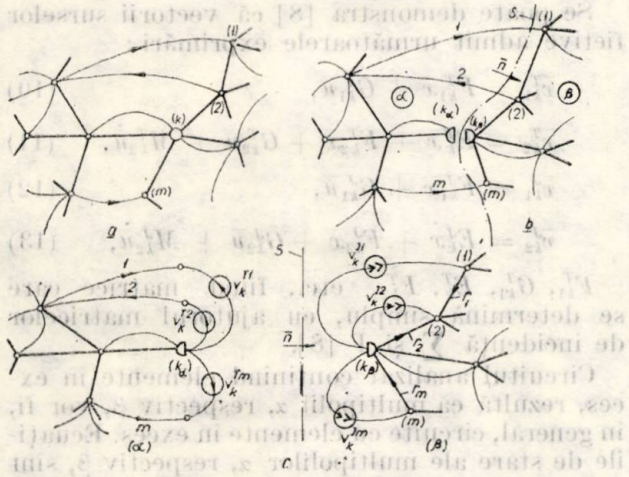


Fig. 1. Despicarea unui nod central și introducerea surselor fictive.

În urma secționării, circuitul inițial este scindat în doi multipoli α și β (fig.1c). Se numerotează cu $1, 2, \ldots, m$ coardele intersectate o singură dată de suprafața S și cu (1), (2),..., (m) nodurile la care coardele anterior menționate erau incidente înainte de secționare, o condiție suplimentară fiind ca după secționare aceste noduri să aparțină multipolului β.

Elementele de circuit aparținînd celor m coarde intersectate de suprafața S se atribuie multipolului α, în urma secționării. Între nodul (k) și fiecare din cele m borne terminale ale coardelor $1, 2, \ldots, m$, borne suprapuse nodurilor (1), (2) ..., (m) în graful inițial, se consideră conectate surse fictive de tensiune [8]. Între nodul (k) și fiecare din nodurile (1), (2),..., (m) se consideră conectate surse fictive de curent. Valorile tensiunilor (curenților) surselor fictive de tensiune (curent) sînt astfel alese, încît nici unul din curenții ce parcurg laturile multipolului α (β) să nu se modifice în urma secționării. Astfel, de exemplu, v_k^{T1} este tensiunea dintre nodul (1) și nodul (k) al cărui potențial se consideră de referință, iar v_k^{Jm} este curentul ce parcurge coarda m. Se definesc vectorii surselor fictive :

$$\bar{v}_k^T = [v_k^{T1} v_k^{T2} \ldots v_k^{Tm}]^t, \quad \bar{v}_k^J = [v_k^{J1} v_k^{J2} \ldots v_k^{Jm}]^t, \qquad (2)$$

unde t indică transpusa. Sensul de debitare a surselor fictive se alege ca în figura 1 c.

Alegînd ca variabile de stare tensiunile condensatoarelor esențiale și curenții bobinelor esențiale [1, 3, 5, 10], iar ca mărimi de intrare tensiunile surselor ideale independente de tensiune și ale surselor fictive de tensiune, precum și curenții surselor ideale independente de curent, și ai surselor fictive de curent, se pot scrie ecuațiile de stare pentru fiecare din cei doi multipoli, α și β. Obținerea ecuației matriceal-vectoriale de stare a întregului circuit, presupune substituirea vectorilor $\bar{v}_k^T$ și $\bar{v}_k^J$, ca funcții de $\bar{x}$ și $\bar{u}$, în ecuațiile de stare ale multipolilor α și β.

2. Matrice de incidență

Exprimarea sistematică a vectorilor surselor fictive în funcție de vectorul variabilelor de stare și de vectorul surselor independente implică, în cadrul metodei propuse, definirea a două matrice de incidență.

A. Matricea de incidență a coardelor secționate la suprafața de secționare, este definită ca o matrice diagonală pătratică, de dimensiuni $m \times m$, elementele sale τ_{jj} fiind egale cu $+1$ sau -1 după cum curenții coardelor secționate trec prin suprafața de secționare S în sensul normalei $\bar{n}$ (fig. 1 b și c), ales prin convenție sens pozitiv, sau în sens contrar. Notînd cu $\boldsymbol{\Sigma}$ matricea anterior definită rezultă că :

$$\boldsymbol{\Sigma} = \text{diag.}[\tau_{11} \tau_{22} \ldots \tau_{mm}]. \qquad (3)$$

Se definește vectorul curenților coardelor secționate de suprafața ce despică nodul (k) :

$$\bar{i}_c^k = [i_1 i_2 \ldots i_m]^t \qquad (4)$$

în funcție de care se poate exprima vectorul surselor fictive de curent astfel :

$$\bar{v}_k^J = \sum \cdot \bar{i}_c^k. \tag{5}$$

B. Matricea de incidență a ramurilor la buclele surselor fictive de curent. Se consideră cele m bucle formate din cîte o sursă fictivă de curent și acele ramuri a căror parcurgere succesivă permite unirea nodului (k) — una din bornele sursei fictive — cu cealaltă bornă a sursei fictive de curent. Buclele surselor fictive de curent sînt univoc determinate, pentru un arbore normal și un nod secționat precizate.

Ramurile ce aparțin acestor bucle se consideră orientate în sensul tensiunii la borne, dacă sînt constituite din condensatoare sau surse ideale independente de tensiune, respectiv în sensul curenților ce le parcurg, dacă sînt formate din rezistoare sau bobine.

Prin convenție, sensul de parcurgere a unei bucle va coincide cu sensul în care debitează sursa fictivă conținută în buclă. Fie r_s numărul ramurilor cuprinse în structura multipolului β, adiacente la cel puțin o buclă a surselor fictive de curent. Se definește matricea de incidență a ramurilor multipolului la buclele surselor fictive de curent, ca o matrice cu m linii și r_s coloane, ale cărei elemente γ_{ij} au valorile $+1(-1)$, după cum ramura r_j, incidentă la bucla i, are sensul de referință identic (contrar) sensului de parcurgere a buclei ; dacă ramura r_j nu este incidentă la bucla i, atunci $\gamma_{ij} = 0$.

Dacă $\bar{u}_r^k$ este vectorul tensiunilor ramurilor r_s, atunci :

$$\bar{v}_k^T = \Gamma \bar{u}_r^k. \tag{6}$$

De remarcat că matricele $\sum$ și Γ au un număr relativ mic de elemente, care depinde în principal de numărul coardelor secționate și nu de numărul total al laturilor conținute de cei doi multipoli, α și β. Faptul că numărul surselor fictive introduse în urma secționării nu depinde de complexitatea întregului circuit, ci numai de numărul coardelor secționate, constituie unul din avantajele metodei, servind în același timp drept criteriu de optimizare a alegerii suprafeței de secționare S.

3. Obținerea sistematică a ecuației de stare pentru circuite liniare, fără cuplaje magnetice

Pentru început, se va lua în considerare cazul circuitelor liniare cu elemente în exces, fără cuplaje mutuale, privitor la sursele comandate impunîndu-se condiția restrictivă ca atît latura de comandă cît și latura comandată să aparțină aceluiași multipol, α sau β, în urma secționării circuitului. Graful unor astfel de circuite conține, în general, ramuri de bobine și de condensatoare. Ecuația de stare se va obține în forma :

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B_1\bar{u} + B_2\dot{\bar{u}}, \tag{7}$$

aducerea ei la forma normală (1) efectuîndu-se prin schimbarea de variabilă [1, 2] :

$$\bar{x} \to \bar{x} + B_2\bar{u}. \tag{8}$$

Sursele fictive perechi (o sursă de tensiune și una de curent pentru fiecare coardă secționată) introduse în urma secționării circuitului, se clasifică astfel :

a. Surse fictive de tensiune pentru care sursele fictive de curent corespondente (perechi) formează bucle la care nu este incidentă nici o ramură de bobină.

b. Surse fictive de tensiune pentru care sursele fictive de curent corespondente formează bucle la care sînt incidente ramuri de bobine.

c. Surse fictive de curent corespunzătoare secționării coardelor de bobine, de rezistoare sau surse ideale independente de curent.

d. Surse fictive de curent corespunzătoare secționării coardelor de condensatoare.

Corespunzător acestei clasificări, vectorii surselor fictive se partiționează astfel :

$$\bar{v}_k^T = \begin{bmatrix} \bar{v}_{k1}^T \\ \bar{v}_{k2}^T \end{bmatrix}, \quad \bar{v}_k^J = \begin{bmatrix} \bar{v}_{k1}^J \\ \bar{v}_{k2}^J \end{bmatrix}, \tag{9}$$

unde :

$\bar{v}_{k1}^T$, respectiv $\bar{v}_{k2}^T$, sînt vectorii tensiunilor surselor fictive din categoria a, respectiv b, iar :

$\bar{v}_{k1}^J$, respectiv $\bar{v}_{k2}^J$, sînt vectorii curenților surselor fictive din categoriile c, respectiv d, categorii anterior precizate.

Se poate demonstra [8] că vectorii surselor fictive admit următoarele exprimări :

$$\bar{v}_{k1}^T = F_{k1}^T\bar{x} + G_{k1}^T\bar{u}, \tag{10}$$

$$\bar{v}_{k2}^T = E_k^T\dot{\bar{x}} + F_{k2}^T\bar{x} + G_{k2}^T\bar{u} + M_{k2}^T\dot{\bar{u}}, \tag{11}$$

$$\bar{v}_{k1}^J = F_{k1}^J\bar{x} + G_{k1}^J\bar{u}, \tag{12}$$

$$\bar{v}_{k2}^J = E_k^J\dot{\bar{x}} + F_{k2}^J\bar{x} + G_{k2}^J\bar{u} + M_{k2}^J\dot{\bar{u}}, \tag{13}$$

F_{k1}^T, G_{k1}^T, E_k^T, F_{k2}^T, etc., fiind matrice care se determină simplu, cu ajutorul matricelor de incidență $\sum$ și Γ [8].

Circuitul analizat conținînd elemente în exces, rezultă că multipolii α, respectiv β, vor fi, în general, circuite cu elemente în exces. Ecuațiile de stare ale multipolilor α, respectiv β, sînt de forma (7), adică :

$$\dot{\bar{x}}_\alpha = A_\alpha\bar{x}_\alpha + B_{\alpha 1}^k\bar{v}_{k1}^T + B_{\alpha 2}^k\bar{v}_{k2}^T + B_\alpha\bar{u}_\alpha + M_{\alpha 1}^k\dot{\bar{v}}_{k1}^T + M_\alpha\dot{\bar{u}}_\alpha, \tag{14}$$

respectiv :

$$\dot{\bar{x}}_\beta = A_\beta\bar{x}_\beta + B_{\beta 1}^k\bar{v}_{k1}^J + B_{\beta 2}^k\bar{v}_{k2}^J + B_\beta\bar{u}_\beta + M_{\beta 1}^k\dot{\bar{v}}_{k1}^J + M_\beta\dot{\bar{u}}_\beta. \tag{15}$$

Se substituie expresiile (10), (11), respectiv (12), (13), în ecuațiile (14), respectiv (15), apoi se introduce notația :

$$N_1 = \left| \begin{matrix} I_{\alpha 0} - B^k_{\alpha 2} E^T_k - M^k_{\alpha 1} F^T_{k1} \\ I_{\beta 0} - B^k_{\beta 2} E^J_k - M^k_{\beta 1} F^J_{k1} \end{matrix} \right|^{-1}, \quad (16)$$

unde :

$$I_{\alpha 0} = [I_\alpha O_\beta], \quad I_{\beta 0} = [O_\alpha I_\beta]. \quad (17)$$

I_α, respectiv I_β, sînt matrice unitate avînd atîtea elemente nenule cîte componente au vectorii $\bar{x}_\alpha$, respectiv $\bar{x}_\beta$. Matricea cu elemente nule $O_\beta(O_\alpha)$ are un număr de linii egal cu cel al matricei $I_\alpha(I_\beta)$ și un număr de coloane egal cu numărul componentelor vectorului $\bar{x}_\beta(\bar{x}_\alpha)$.

În urma substituțiilor efectuate, se obține ecuația de stare :

$$\dot{\bar{x}} = N_1 \left(\left| \begin{matrix} A'_\alpha + B^k_{\alpha 1} F^T_{k1} + B^k_{\alpha 2} F^T_{k2} \\ A'_\beta + B^k_{\beta 1} F^J_{k1} + B^k_{\beta 2} F^J_{k2} \end{matrix} \right| \bar{x} + \right.$$

$$+ \left| \begin{matrix} B'_\alpha + B^k_{\alpha 1} G^T_{k1} + B^k_{\alpha 2} G^T_{k2} \\ B'_\beta + B^k_{\beta 1} G^J_{k1} + B^k_{\beta 2} G^J_{k2} \end{matrix} \right| \bar{u} +$$

$$\left. + \left| \begin{matrix} M'_\alpha + M^k_{\alpha 1} G^T_{k1} + B^k_{\alpha 2} M^T_{k2} \\ M'_\beta + M^k_{\beta 1} G^J_{k1} + B^k_{\beta 2} M^J_{k2} \end{matrix} \right| \dot{\bar{u}} \right). \quad (18)$$

Cu substituția (8), ecuația (18) se poate aduce imediat la forma normală (1).

Obținerea ecuației de stare prin aplicarea metodei prezentate, pentru cazul considerat, presupune parcurgerea următoarelor etape :

1. Selectarea unui arbore normal pentru circuitul dat,

2. Alegerea nodului central (k), despicarea lui cu ajutorul unei suprafețe închise ce nu intersectează decît coarde și introducerea surselor fictive,

3. Stabilirea compoziției vectorilor $\bar{x}_\alpha$, $\bar{x}_\beta$, $\bar{u}_\alpha$, $\bar{u}_\beta$, $\bar{x}$ și $\bar{u}$.

4. Stabilirea apartenenței fiecărei surse fictive la una din categoriile a, b, c, d și definirea vectorilor $\bar{v}^T_{k1}$, $\bar{v}^J_{k2}$, $\bar{v}^J_{k1}$, $\bar{v}^T_{k2}$.

5. Scrierea expresiilor (10) — (13) și identificarea matricelor F^T_{k1}, G^T_{k1}, E^T_k, F^T_{k2}, G^T_{k2} F^J_{k1} etc.

6. Formularea și scrierea ecuațiilor de stare (14), pentru multipolul α, respectiv β, apoi identificarea matricelor A_α, A_β, $B^k_{\alpha 1}$, $B^k_{\beta 1}$ etc. care apar în aceste ecuații.

7. Calculul matricei N_1 cu formula (16).

8. Substituirea matricelor determinate pe parcursul etapelor 5—7 în ecuația (18).

În cadrul etapei 2, nodul (k) se va alege astfel încît ordinul de complexitate al fiecărui multipol rezultat în urma secționării să fie aproximativ de două ori mai mic decît cel al întregului circuit. În consecință, matricele cu care se operează în cadrul etapelor 5—8 au un număr sensibil redus de linii și coloane, comparativ cu matricele de incidență ce apar în aplicarea metodelor topologice de formulare și scriere a ecuației de stare [1, 9, 11].

Etapele 7 și 8 pot fi ușor și în întregime programate pe calculatorul electronic cifric [6, 7, 8], operativitatea metodei crescînd considerabil.

4. Cazul circuitelor liniare cu cuplaje mutuale, elemente în exces și surse comandate

Se presupune existența unor coarde de bobine $L^j_\alpha(j = 1, 2, \ldots, 1_\alpha)$ aparținînd multipolului α, cuplate magnetic cu bobine ce aparțin multipolului β și, eventual, cu bobine din multipolul α. Se admite, de asemenea, existența unor coarde de bobine $L^p_\beta(p = 1, 2, \ldots, 1_\beta)$ aparținînd multipolului β, cuplate magnetic cu bobine ce aparțin multipolului α și eventual cu bobine din multipolul β (fig. 2 a).

Coardele de bobine anterior considerate pot fi cuplate magnetic atît cu bobine coarde, cît și cu bobine ramuri aparținînd multipolului α și β (fig. 2 a).

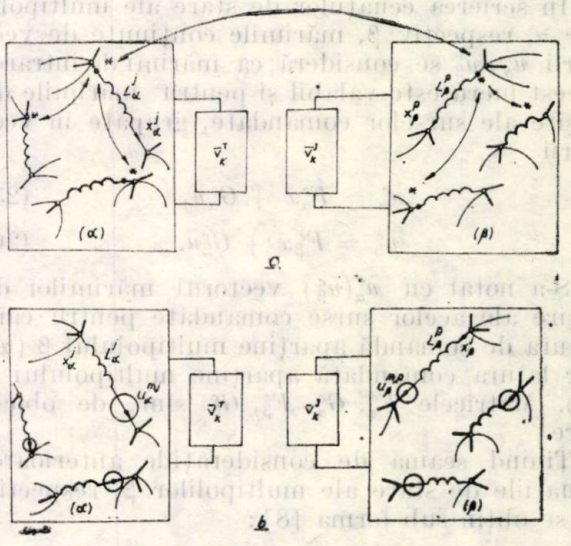


Fig. 2. Simularea cuplajelor mutuale.

În figura 2 b se indică simularea cuplajelor magnetice [8] cu ajutorul surselor ideale de tensiune comandate în derivata curentului.

Expresiile $u^{m,j}_\alpha$, $u^{m,p}_\beta$, vor conține derivatele în raport cu timpul ale unora din curenții bobinelor coarde (variabile de stare), precum și derivatele unora din curenții bobinelor ramuri (variabile în exces), înmulțite ca induc-

tivităţile de cuplaj mutual corespunzătoare. Se definesc vectorii :

$$\bar{u}_\alpha^m = [u_\alpha^{m,1} u_\alpha^{m,2} \dots u_\alpha^{m,j} \dots u_\alpha^{m,l_\alpha}]^t,$$
$$\bar{u}_\beta^m = [u_\beta^{m,1} u_\beta^{m,2} \dots u_\beta^{m,p} \dots u_\beta^{m,l_\beta}]^t, \quad (19)$$

care admit o exprimare de forma [8] :

$$\bar{u}_\alpha^m = L_{\alpha\alpha}^m \dot{\bar{x}}_\alpha + L_{\alpha\beta}^m \dot{\bar{x}}_\beta + H_{\alpha\alpha}^m \dot{\bar{u}}_\alpha + H_{\alpha\beta}^m \dot{\bar{u}}_\beta,$$
$$\bar{u}_\beta^m = L_{\beta\alpha}^m \dot{\bar{x}}_\alpha + L_{\beta\beta}^m \dot{\bar{x}}_\beta + H_{\beta\alpha}^m \dot{\bar{u}}_\alpha + H_{\beta\beta}^m \dot{\bar{u}}_\beta, \quad (20)$$

unde $L_{\alpha\alpha}^m$, $L_{\alpha\beta}^m$, $L_{\beta\alpha}^m$, $L_{\beta\beta}^m$, sînt matrice care conţin inductivităţi de cuplaj mutual. Matricele $H_{\alpha\alpha}^m$, $H_{\alpha\beta}^m$, $H_{\beta\alpha}^m$, $H_{\alpha\beta}^m$, sînt nenule doar atunci cînd există surse de curent incidente la nodurile de bobine, elementele în exces legate la aceste noduri fiind cuplate magnetic.

Cu notaţiile :

$$L_\alpha^m = \left| L_{\alpha\alpha}^m \middle\| L_{\alpha\beta}^m \right|, \quad L_\beta^m = \left| L_{\beta\alpha}^m \middle\| L_{\beta\beta}^m \right|, \quad (21)$$

$$H_\alpha^m = \left| H_{\alpha\alpha}^m \middle\| H_{\alpha\beta}^m \right|, \quad H_\beta^m = \left| H_{\beta\alpha}^m \middle\| H_{\beta\beta}^m \right|, \quad (22)$$

vectorii (20) se scriu sub forma :

$$\bar{u}_\alpha^m = L_\alpha^m \dot{\bar{x}} + H_\alpha^m \dot{\bar{u}}, \quad (23)$$
$$\bar{u}_\beta^m = L_\beta^m \dot{\bar{x}} + H_\beta^m \dot{\bar{u}}. \quad (24)$$

În scrierea ecuaţiilor de stare ale multipolilor α, respectiv β, mărimile conţinute de vectorii $\bar{u}_\alpha^m$, $\bar{u}_\beta^m$ se consideră ca mărimi de intrare. Acest lucru este valabil şi pentru mărimile de ieşire ale surselor comandate, grupate în vectorii

$$\bar{u}_\alpha^c = F_\alpha^c \bar{x} + G_\alpha^c \bar{u}, \quad (25)$$
$$\bar{u}_\beta^c = F_\beta^c \bar{x} + G_\beta^c \bar{u}. \quad (26)$$

S-a notat cu $\bar{u}_\alpha^c (\bar{u}_\beta^c)$ vectorul mărimilor de ieşire ale acelor surse comandate pentru care latura de comandă aparţine multipolului β (α), iar latura comandată aparţine multipolului α (β). Matricele F_α^c, G_α^c, F_β^c, G_β^c sînt, de obicei rare.

Ţinînd seama de consideraţiile anterioare, ecuaţiile de stare ale multipolilor β, respectiv α, se obţin sub forma [8] :

$$\dot{\bar{x}}_\beta = A_\beta \bar{x}_\beta + B_{\beta 1}^k \bar{v}_{k1}^J + B_{\beta 2}^k \bar{v}_{k2}^J + B_\beta \bar{u}_\beta + B_\beta^c \bar{u}_\beta^c + B_\beta^m u_\beta^m + M_{\beta 1}^k \dot{\bar{v}}_{k1}^J + M_\beta \dot{\bar{u}}_\beta + M_\beta^c \dot{\bar{u}}_\beta^c, \quad (27)$$

respectiv :

$$\dot{\bar{x}}_\alpha = A_\alpha \bar{x}_\alpha + B_{\alpha 1}^k \bar{v}_{k1}^T + B_{\alpha 2}^k \bar{v}_{k2}^T + B_\alpha \bar{u}_\alpha + B_\alpha^c \bar{u}_\alpha^c + B_\alpha^m \bar{u}_\alpha^m + M_{\alpha 1}^k \dot{\bar{v}}_{k1}^T + M_\alpha \dot{\bar{u}}_\alpha + M_\alpha^c \dot{\bar{u}}_\alpha^c, \quad (28)$$

în care A_α, $B_{\alpha 1}^k$, $M_{\alpha 1}^k$, $M_{\beta 1}^k$, M_β^c etc., sînt matrice.

Substituind expresiile (9)—(13), (23)—(26), în ecuaţiile (27), (28), grupînd convenabil termenii şi utilizînd notaţia

$$N_2 = \left| \begin{matrix} I_{\alpha 0} - B_{\alpha 2}^k E_k^T - M_{\alpha 1}^k F_{k1}^T - M_\alpha^c F_\alpha^c - B_\alpha^m L_\alpha^m \\ I_{\beta 0} - B_{\beta 2}^k E_k^J - M_{\beta 1}^k F_{k1}^J - M_\beta^c F_\beta^c - B_\beta^m L_\beta^m \end{matrix} \right|^{-1}, \quad (29)$$

rezultă forma (7) a ecuaţiei de stare pentru întregul circuit analizat :

$$\dot{\bar{x}} = N_2 \left(\left| \begin{matrix} A'_\alpha + B_{\alpha 1}^k F_{k1}^T + B_{\alpha 2}^k F_{k2}^T + B_\alpha^c F_\alpha^c \\ A'_\beta + B_{\beta 1}^k F_{k1}^J + B_{\beta 2}^k F_{k2}^J + B_\beta^c F_\beta^c \end{matrix} \right| \bar{x} + \left| \begin{matrix} B'_\alpha + B_{\alpha 1}^k G_{k1}^T + B_{\alpha 2}^k G_{k2}^T + B_\alpha^c G_\alpha^c \\ B'_\beta + B_{\beta 1}^k G_{k1}^J + B_{\beta 2}^k G_{k2}^J B_\beta^c G_c^\beta \end{matrix} \right| \bar{u} + \left| \begin{matrix} M'_\alpha + M_{\alpha 1}^k G_{k1}^T + B_{\alpha 2}^k M_{k2}^T + M_\alpha^c G_\alpha^c + B_\alpha^m H_\alpha^m \\ M'_\beta + M_{\beta 1}^k G_{k1}^J + B_{\beta 2} M_{k2}^J + M_\beta^c G_\beta^c + B_\beta^m H_\beta^m \end{matrix} \right| \dot{\bar{u}} \right). \quad (30)$$

Cu schimbarea de variabilă (18), ecuaţia (30) se aduce imediat la forma normală (1).

5. Aplicaţie

Se consideră circuitul din figura 3, prezentînd două bucle formate din condensatoare şi surse ideale independente de tensiune (C_1 C_2 C_4 E_1 şi C_3 C_5 E_3 C_2 E_2), precum şi un nod în care converg doar bobine şi o sursă de curent (L_1 L_2 L_3 i_J). Circuitul conţine o sursă comandată : $i_s = \gamma x_1$.

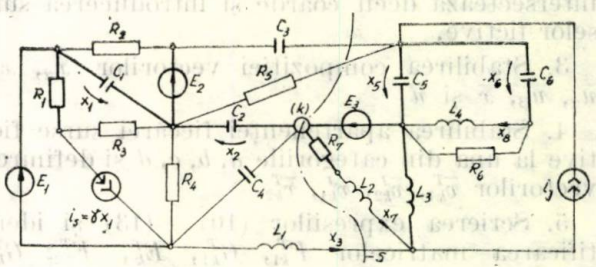


Fig. 3. Circuit cu elemente în exces şi sursă comandată.

Condensatoarele C_3, C_4 şi bobina L_3 se consideră elemente în exces. Alegînd nodul (k) în vederea secţionării circuitului cu ajutorul unei suprafeţe închise S, se urmăreşte obţinerea a două circuite auxiliare, cu ordine de complexitate aproximativ egale.

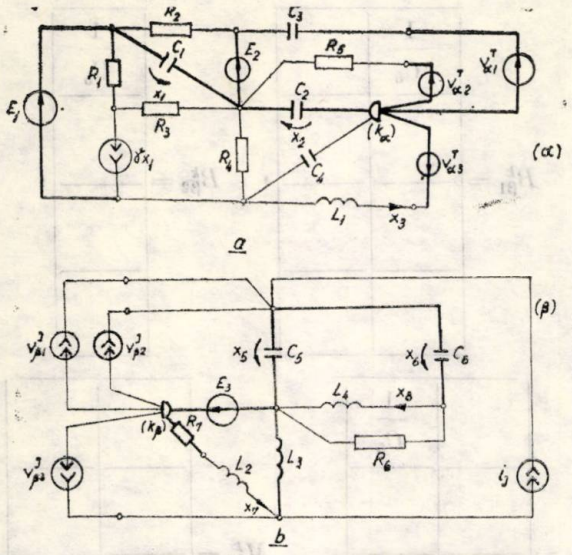


Fig. 4. Multipolii rezultați prin secționarea circuitului din figura 3 și introducerea surselor fictive.

Vectorii variabilelor de stare, respectiv mărimilor de intrare, pentru cei doi multipoli sînt :

$$\bar{x}_\alpha = [x_1\ x_2\ x_3]^t, \quad \bar{x}_\beta = [x_5\ x_6\ x_7\ x_8]^t, \quad (31)$$

respectiv :

$$\bar{u}_\alpha = [E_1\ E_2]^t, \bar{u}_\beta = [E_3\ i_J]^t. \quad (32)$$

Vectorii similari, corespunzători întregului circuit, vor fi :

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_\alpha \\ \bar{x}_\beta \end{bmatrix}, \quad \bar{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_\alpha \\ \bar{u}_\beta \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Conform clasificării efectuate în cap. 3 al acestei lucrări, rezultă :

$$\bar{v}^T_{k1} = [v^T_{\alpha 1}\ v^T_{\alpha 2}]^t\ \bar{v}^T_{k2} = [v^T_{\alpha 3}], \bar{v}^J_{k1} = [v^J_{\beta 2}\ v^J_{\beta 3}],$$
$$\bar{v}^J_{k2} = [v^J_{\beta 1}]. \quad (34)$$

Scrierea ecuațiilor (10)—(13) conduce la :

$$\bar{v}^T_{k1} = \left[\begin{array}{c|c|c} & & 1 \\ \hline & & \\ \hline & & 1 \end{array}\right] \bar{x} + \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & & -1 \\ \hline & & -1 \end{array}\right] \bar{u},$$

$$\bar{v}^T_{k2} = \left[\begin{array}{c|c|c} & & L_3 \\ \hline & & \\ \hline & & L_3 \end{array}\right] \dot{\bar{x}} + \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & & -1 \\ \hline & & \end{array}\right] \bar{u} + \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & & -L_3 \\ \hline & & \end{array}\right] \dot{\bar{u}},$$

$$\bar{v}^J_{k1} = \left[\begin{array}{c|c|c} & \frac{-1}{R_5} & \\ \hline & & \\ \hline & 1 & \end{array}\right] \bar{x} + \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & & \frac{-1}{R_5} \\ \hline & & \end{array}\right] \bar{x} +$$

$$+ \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & \frac{1}{R_5} & \\ \hline & & \end{array}\right] \bar{u},$$

$$\bar{v}^J_{k2} = \left[\begin{array}{c|c|c} |-C_3| & \| & |-C_3| \end{array}\right] \bar{x} + \left[\begin{array}{c|c|c} |C_3 & \| & C_3| \end{array}\right] \bar{u}. \quad (35)$$

Comparînd ecuațiile (10)—(13) cu (35), rezultă :

$$F^T_{k2} = [0],\ F^J_{k2} = [0],\ G^J_{k2} = [0],$$

matricele nenule fiind ușor de identificat.

În continuare, se obțin ecuațiile de stare pentru multipolul α, respectiv β, sub forma (14), respectiv (15), utilizînd una din metodele recomandate în literatura de specialitate [1, 3, 5, 9] și considerînd tensiunile (curenții) surselor fictive de tensiune (curent) ca mărimi de intrare. Formularea și scrierea acestor ecuații este, evident, mult facilitată de faptul că ordinul de complexitate pentru fiecare multipol este sensibil mai mic decît pentru întregul circuit.

Cu notațiile :

$$\Delta = C_1(C_2 + C_3 + C_4) + C_4(C_2 + C_3),$$

$$G = \frac{R_1\gamma - 1}{R_1 + R_3} + \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_2},$$

$$\Delta_2 = (C_2 + C_3 + C_4)(C_2 + C_3)^{-1}, \quad (36)$$

se obțin matricele din ecuația (14), scrisă pentru multipolul α din figura 4 a, sub forma :

$$A_\alpha = \left[\begin{array}{c|c|c} \frac{G(C_2+C_3+C_4)}{\Delta_1} & \frac{-C_4}{\Delta_1 R_5} & \frac{-C_2-C_3}{\Delta_1} \\ \hline \frac{GC_4}{\Delta_1} & \frac{-C_1-C_4}{\Delta_1 R_5} & \frac{C_1}{\Delta_1} \\ \hline \frac{1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & \end{array}\right],$$

$$B^k_{\alpha 1} = \left[\begin{array}{c|c|c} & \frac{C_4}{\Delta_1 R_5} & \\ \hline & \frac{-C_1-C_4}{\Delta_1 R_5} & \\ \hline & & \end{array}\right],$$

$$B^k_{\alpha 2} = \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline & & \\ \hline \frac{-1}{L_1} & & \end{array}\right], \quad B_\alpha = \left[\begin{array}{c|c|c} \frac{\Delta_2(C_2+C_3)}{\Delta_1 R_4} & \frac{\Delta_2(C_2+C_3)}{\Delta_1 R_4} & \\ \hline \frac{C_4}{\Delta_1 R_4} & \frac{C_4}{\Delta_1 R_2} & \\ \hline \frac{-1}{L_1} & & \end{array}\right],$$

$$M_{\alpha 1}^{k}=\begin{vmatrix} \frac{-C_3C_4}{\Delta_1} & \\ & \\ & \end{vmatrix},$$

$$M_{\alpha}=\begin{vmatrix} \frac{C_4(C_2+C_3)}{\Delta_1} & \frac{C_3C_4}{\Delta_1} \\ \frac{-C_1C_4}{\Delta_1} & \frac{C_3(C_1+C_4)}{\Delta_1} \end{vmatrix}. \tag{37}$$

Căsuțele libere semnifică elementele nule ale matricelor. Scrierea ecuației (15), pentru multipolul β din figura 4 b, permite identificarea următoarelor matrice :

$$A_{\beta}=\begin{vmatrix} \frac{-1}{R_6C_5} & \frac{1}{R_6C_5} & & \frac{-1}{C_5} \\ \frac{1}{R_6C_5} & \frac{-1}{R_6C_6} & & \frac{1}{C_6} \\ & & -R_7 & \\ \frac{1}{L_4} & \frac{-1}{L_4} & & \end{vmatrix},$$

$$B_{\beta 1}^{k}=\begin{vmatrix} \frac{1}{C_5} & \\ & \\ & \end{vmatrix}, \quad B_{\beta 2}^{k}=\begin{vmatrix} \frac{1}{C_5} & \\ & \\ & \end{vmatrix},$$

$$B_{\beta}=\begin{vmatrix} & \frac{1}{C_5} \\ & \\ \frac{1}{L_2+L_3} & \end{vmatrix}, \quad M_{\beta 1}^{k}=\begin{vmatrix} & \\ & \frac{-L_3}{L_2+L_3} \\ & \end{vmatrix},$$

$$M_{\beta}=\begin{vmatrix} & \\ & \frac{L_3}{L_2+L_3} \\ & \end{vmatrix}. \tag{38}$$

Substituind matricele determinate anterior în expresia (16) rezultă matricea N_1.

Matricele (37), (38) se substituie, împreună cu matricele din ecuațiile (35), în ecuația (18), obținându-se ecuația de stare a circuitului din figura 3, sub forma :

$$\dot{\bar{x}}=\mathrm{N}_1\begin{vmatrix} \frac{G(C_2+C_3+C_4)}{\Delta_1} & \frac{-C_4}{\Delta_1R_5} & \frac{-C_2-C_3}{\Delta_1} & & \frac{C_4}{\Delta_1R_5} & & \\ \frac{GC_4}{\Delta_1} & \frac{-C_1-C_4}{\Delta_1R_5} & \frac{C_1}{\Delta_1} & & \frac{-C_1-C_4}{\Delta_1R_5} & & \\ \frac{1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & & & & & \\ \hline & \frac{-1}{R_2C_5} & & \frac{-1}{R_6C_5} & \frac{1}{R_6C_5}-\frac{1}{R_5C_5} & & \frac{-1}{C_5} \\ & & & \frac{1}{R_6C_5} & \frac{-1}{R_6C_6} & & \frac{1}{C_6} \\ & & & & & -R_7 & \\ & & & \frac{1}{L_4} & \frac{-1}{L_4} & & \end{vmatrix}\bar{x}+$$

$$+\left[\begin{array}{c|c||c|c} \frac{\Delta_2(C_2+C_3)}{\Delta_1 R_4} & \frac{\Delta_2(C_2+C_3)}{\Delta_1 R_4} & \frac{-C_4}{\Delta_1 R_5} & \\ \frac{C_4}{\Delta_1 R_4} & \frac{C_4}{\Delta_1 R_2} & \frac{C_1+C_4}{\Delta_1 R_5} & \\ \frac{-1}{L_1} & & \frac{1}{L_1} & \\ \hline & & \frac{1}{R_5 C_5} & \frac{1}{C_5} \\ \hline & & \frac{1}{L_2+L_3} & \end{array}\right] \bar{u} + \left[\begin{array}{c|c|c|c} \frac{C_4(C_2+C_3)}{\Delta_1} & \frac{C_3 C_4}{\Delta_1} & \frac{C_3 C_4}{\Delta_1} & \\ \frac{-C_1 C_4}{\Delta_1} & \frac{C_3(C_1+C_4)}{\Delta_1} & & \frac{L_3}{L_1} \\ \hline & \frac{C_3}{C_5} & \frac{C_3}{C_5} & \\ \hline & & & \frac{L_3}{L_2+L_5} \end{array}\right] \dot{\bar{u}}\,, \tag{39}$$

în care :

$$\bar{x} = \left[\begin{array}{c|c|c||c|c|c|c} x_1 & x_2 & x_3 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \end{array}\right]^t$$

și :

$$\bar{u} = \left[\begin{array}{c|c||c|c} E_1 & E_2 & E_3 & i_J \end{array}\right]^t.$$

În cazul unei aplicații cu valori numerice concrete, calculul matricelor din ecuația (40) se poate ușor programa pe un calculator numeric. Întocmirea programului nu ridică probleme deosebite, deoarece apar numai operații elementare cu matrice (adunări, înmulțiri, o inversare).

Concluzii

Metoda propusă prezintă certe avantaje în cazul circuitelor complexe, cu număr mare de laturi și noduri și structuri topologice complicate. Obținerea formei normale a ecuației de stare pentru fiecare din circuitele auxiliare este, evident, mult mai simplă decît pentru întregul circuit analizat. La avantajul operării, în fază incipientă, cu matrice de dimensiuni reduse, se adaugă ușoara programare pe calculatoarele numerice a etapei de sintetizare a matricelor ce apar în forma normală a ecuației de stare, corespunzătoare circuitului analizat în ansamblul său.

Bibliografie

[1] *Balabanian, N., Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor. București, Editura tehnică, 1975.

[2] *Calahan, D.* Computer-aided network design. Mc. Graw-Hill Inc., New York, 1972.

[3] *Chua, L., Lin, P-M.* Computer-aided analysis of electronic circuits, algorithmus and computational techniques. Prentice-Hall., Inc., Englewoods Cliffs, New Jersey, 1975.

[4] *Kuh, E., Layton, D., Tow, J.* Network analysis and synthesis via state variables. New York, Academic Press, 1968.

[5] Catedra de Electrotehnică II, I.P.B. Analiza circuitelor electrice. Metoda variabilelor de stare. Litografia I.P.B., București, 1973.

[6] *Topan, D.* Metodă diakoptică de scriere a ecuațiilor de stare. În: E.E.A. Electrotehnica, **27**, nr. 2, 1979.

[7] *Topan, D.* Metodă de formulare și scriere a ecuației de stare cu selectarea prin secționare a unui multipol activ rezistiv. Analele Universității din Craiova, 1978.

[8] *Topan, D.* Contribuții la analiza circuitelor electrice cu ajutorul variabilelor de stare. Teză de doctorat, I.P.B., 1979.

[9] *Preda, M., Cristea, P.* Analiza și sinteza circuitelor electrice. București, Editura tehnică, 1968.

[10] *Preda, M., Breazu, I.* O nouă metodă de obținere a ecuațiilor de stare pentru circuite cu elemente în exces. St. cerc. energ. electr., tom. **22**, nr. 3, 1972.

CZ 621.3

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
LACURI DE IMPREGNARE

Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică

GRIGORE NICOLA*—BUCUREȘTI

Dezvoltarea rapidă a industriei noastre electrotehnice a impus studierea de noi tipuri de materiale stratificate, care să posede bune caracteristici mecanice și electrice în condiții normale de umiditate, precum și în medii cu umiditate ridicată. Pentru obținerea unor astfel de materiale stratificate, în literatură, în funcție de scopul final urmărit, se citează o mulțime de lianți având la bază rășinile fenoloformaldehidice [1], [2], melaminoformaldehidice [3], [4] și rășinile epoxidice. Ca suport pentru impregnare în funcție de caracteristicile finale ale produsului dorit, se folosesc hîrtiile tip sulfat cunoscute în alte țări sub denumirea de „hîrtie kraft", alfa celuloză, și hîrtie de linters de bumbac, preimpregnată cu o rășină fenoloformaldehidică cu greutate moleculară mică. De asemenea, în cazul în care se dorește suplimentar obținerea unei proprietăți specifice, corespunzătoare clasei de izolație, necesară în special la solicitările la încovoiere, pentru motoare electrice, se folosește ca suport țesătura de sticlă tratată cu un finiș amino sau epoxisilan [5], [6].

Lucrări experimentale industriale

Lucrările experimentale industriale efectuate la Întreprinderea de cabluri și materiale electroizolante-București, în cursul anilor 1973—1976, au avut ca scop obținerea de materiale stratificate cu caracteristici similare produselor fabricate în alte țări și anume :

— material stratificat cu suport hîrtie și rășină fenoloformaldehidică cu înalte proprietăți mecanice și cu bune proprietăți electrice necesar în construcția mașinilor și aparatelor electrice pentru tensiuni și frecvențe normale ;

— material stratificat cu suport hîrtie și rășină fenoloformaldehidică modificată, cu înalte proprietăți mecanice și electrice recomandat în construcția mașinilor și aparatelor electrice pentru tensiuni și frecvențe înalte și mijlocii.

— material stratificat cu suport din țesătură de sticlă cu înalte proprietăți mecanice și electrice, în condiții normale, la temperatura de 155°, precum și în medii cu climat tropical TH și THA, recomandat în construcția mașinilor și aparatelor electrice ce vor funcționa în condiții grele de exploatare, cu solicitări termice deosebite, mașinile de tracțiune, macarale etc. Pentru acest tip de material este necesar ca proprietățile mecanice la temperatura clasei de izolație, să fie de minimum 50%, din valoarea lor inițială, determinată la temperatura camerei, conform indicațiilor normei germane DIN 7735, respectiv normei americane NEMA.

În cele ce urmează se prezintă pe scurt studiile efectuate la ICME București pentru obținerea materialelor stratificate mai înainte menționate.

— pentru obținerea materialului stratificat cu suport hîrtie, necesar pentru tensiuni și frecvențe normale, s-a folosit hîrtie tip sulfat și rășină fenoloformaldehidică ce se fabrică la ICME sub denumirea de „lac fenoloformaldehidic C15—68", cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile . . . . . 70,5 % ;
— conținut în fenol liber . . . . . 9,6 % ;
— timp de gelifiere la temperatura de 160 °C . . . . . 145 s.

Studiile privind obținerea lacului de impregnare fenoloformaldehidic, au fost prezentate în lucrarea [7].

Cu lacul fenoloformaldehidic având caracteristicile indicate mai înainte, s-a impregnat hîrtie tip sulfat, conform STAS 6028—69, pe o mașină tip VITS, cu temperatura în funcție de zona de uscare de 125—155°, și la o viteză de lucru de 15—20 m/min. În aceste condiții s-a obținut hîrtie impregnată cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină pe suport 35—45 % ;
— conținut în substanțe volatile 4—6 % ;
— conținut în rășină solubilă min 85%.

Din hîrtiile impregnate s-a presat materialul stratificat, pe o presă tip Pagnioni, în următoarele condiții, :

— temperatura de presare . . . 160 — 170°C,
— presiunea specifică
— preîncălzire . . . . . 45 kgf/cm² ;
— presare propriu-zisă 90 kgf/cm²
— timp de presare
— grosime sub 3 mm . . 9 min/mm ;
— grosime peste 3 mm . 5—6 min/mm.

Materialul stratificat astfel obținut se fabrică sub denumirea de „straticel, tip HS1".

— pentru obținerea materialului stratificat cu suport hîrtie, recomandat în construcția ma-

* ICME — București.

șinilor și aparatelor electrice pentru tensiuni și frecvențe înalte și mijlocii s-a folosit lacul melaminofenoloformaldehidic ce se fabrică la ICME-București, sub denumirea de „lac melaminofenoloformaldehidic C 94", cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile . . . . . .54,5 %;
— viscozitatea la temperatura de 20°C; cupa Ø=4 mm. . . . . .28 s;
— timp de gelifiere, la temperatura de 160°C . . . .105 s.

Studiile privind obținerea lacului de impregnare au fost prezentate în lucrarea [8]. Cu lacul melaminofenoloformaldehidic s-a impregnat hîrtie tip sulfat, conform STAS 6029—69, pe o mașină similară cu cea indicată mai înainte, avînd în zonele de uscare temperatura de 105—140°C, și o viteză de impregnare de 15—25 m/s. În aceste condiții se obține hîrtie impregnată cu următoarele caracteristici principale :

—conținut în rășină uscată pe suport 35—45 %;
—conținut în substanțe volatile . . . . . .4—6 %;
—flow test (curgerea sub presiune) . . . . . 10—15 %.

Din hîrtia impregnată s-a presat materialul stratificat ce se fabrică la ICME-București sub denumirea de „straticel, tip HS1", pe o presă similară, conform produsului mai înainte prezentat, în următoarele condiții de presare :

— temperatura de presare 160—165°;
— presiunea specifică
— inițial 5—15 minute 40—50 kgf/cm²;
— restul timpului . .80—90 kgf/cm²;
— timp de presare
— grosime 2,5 mm . .7—15 min/mm;
— grosime 3 mmm . .1,5—6,5 min/mm;

—pentru obținerea materialului stratificat cu bune proprietăți mecanice și electrice în condiții normale, la temperatura de 155°, și în medii cu climat tropical THA și TA s-a folosit lacul de impregnare denumit „lac de impregnare epoxidic, C—10", cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile. . . . . .65—70 %;
— viscozitatea soluției, cupa Ø=4 mm . . . . . .15—20 s;
— durata de utilizare a lacului min 3 luni.

Studiile privind obținerea lacului de impregnare au fost prezentate în lucrarea [9]. Cu lacul epoxidic C—10, s-a impregnat țesătură de sticlă tratată cu finiș aminosilan, cu grosimea de 0,20 mm și cu un gramaj de 200 g/m². S-a obținut țesătura de sticlă impregnată cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină uscată . . .45—50 %;
— conținut în substanțe volatile . . max 1 %;
— flow test (curgerea sub presiune) 20—25 %.

Din țesătura impregnată s-a presat materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă, în următoarele condiții :

— temperatura de presare 160—170°;
— presiunea specifică kgf/cm²;
— grosime sub 3 mm . . . . 20 min/mm;
— grosime peste 3 mm . . .15 min/mm.

Studiile privind condițiile optime de impregnare și presare au fost prezentate în lucrarea [9]. Din materialele stratificate prezentate mai înainte s-au executat epruvete, conform indicațiilor STAS 7144—70, STAS 10.288—75 și STAS 10.289—75, pe care s-au determinat caracteristicile fizico-mecanice și electrice, în condiții normale, la temperatură și în condiții climatice de laborator, în climat cald-umed THA, conform STAS 6745—40 și încercarea la acțiunea mucegaiurilor, conform STAS 9251—73. Proprietățile fizico-mecanice ale materialelor stratificate sînt prezentate în tabelul 1. Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 1 se constată că materialele stratificate, indiferent de natura liantului și a suportului, posedă înalte proprietăți și corespund valorilor impuse în norma DIN 7735 și respectiv STAS 7144—70 și STAS 10.288—75. De asemenea, materialele statificate straticel HS1 și Sticlostratitex S 673/1 au o excelentă comportare la temperatura clasei de izolație de 120°, pentru straticel HS1 și respectiv 150°, pentru sticlostratitex S 673/1. Astfel, rezistența la încovoiere la temperatura clasei de izolație, nu se modifică decît foarte puțin și rămîne practic superioară, valorile de 50%, față de valoarea rezistenței la temperatura ambiantă. Prin aceasta se susține că ambele produse au o structură tridimensională, cu un înalt grad de reticulare. Reacțiile conducînd la structura tridimensională au fost prezentate în lucrarea [7]. Ambele produse pot fi folosite cu succes în construcția mașinilor și aparatelor electrice ca suport și pene fără a prezenta pericolul alunecării sau încovoierii sub sarcină. Absorbția de apă, indiferent de natura liantului și a suportului este cu mult sub valorile impuse de norma DIN 7735 și respectiv STAS 7144—70 și STAS 10.288—75. Absorbția de apă pentru materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă, indiferent de grosimea materialului este practic nulă, explicabilă prin faptul că grupele aminice ale suprafeței, deci ale finișului, intră în reacție cu grupele expoxidice libere, ale rășinii de impregnare, conform recacțiilor I + II, prezentate în lucrarea (9), care au loc în timpul presării.

De asemenea, rezultă că majoritatea grupelor epoxidice prezente în rășina epoxidică au intrat în reacție cu agentul de reticulare, care în acest caz este o anhidridă a acizilor policarboxilici aromatici. Aceasta formează produse cu un înalt grad de reticulare, deci cu o rețea foarte densă, care face practic nulă pătrunderea apei. Reacțiile chimice care vor explica mecanismul

Tabelul 1

Proprietăţile fizico-mecanice ale materialelor stratificate în condiţii normale şi la temperatura clasei de izolaţie termică

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Straticel HS1	Straticel HS5	Sticlostratitex S673/1
1	Rezistenţa la tracţiune *, kgf/cm²	1 965,4	1 365,2	3 650,3
2	Rezistenţa la despicare***, kgf.	276,3	286,5	541,3
3	Rezistenţa la şoc ***, Kgfcm/cm²			
	— fără crestătură	26,5	25,7	194,5
	— cu crestătură, ak = 15	20,4	18,5	180,3
	— cu crestătură, ak = 10	19,3	17,6	—
4	Rezistenţa la compresiune , kgf/cm²			
	— perpendicular pe straturi	3 136,4	2 500	3 845,3
	— paralel cu straturile	1 750,2	1 715	1 785,6
5	Rezistenţa la încovoiere ***, kgf/cm²			
	— în condiţii normale	2 070,3	2 517,5	4 700,1
	— la temperatura clasei de izol.	2 015,4	—	3 746,7
6	Absorbţia de apă, mg. *****			
	— grosime 1 mm	—	25,1	4,5
	— grosime 2 mm	76,4	36,3	5,9
	— grosime 3 mm	—	72,1	—
	— grosime 10 mm	95,3	—	6,4
7	Indice de ştanţare	2,0	1,8	1,1

* Determinare conform STAS 6642-73 şi STAS 7144-70.
** Determinare conform STAS 10 289-75.
**** Determinare conform STAS 5873-65
****** Absorbţia de apă s-a determinat pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm timp de 24 ore.

acestei reticulări vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica în viitor într-o revistă de specialitate.

În tabelul 2 se prezintă proprietăţile electrice ale materialelor stratificate în condiţii normale, după menţinerea la umiditate şi în apă, conform normei germane DIN 7735 şi respectiv STAS 7144—70 şi STAS 10.288—75. Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 2 se constată că proprietăţile electrice rămîn

Tabelul 2

Proprietăţile electrice ale materialelor stratificate în condiţii normale, la temperatura de 90°C, şi după menţinere la umiditate

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Straticel HS1	Straticel HS5	Sticlostratitex S 673/1
1	Încercarea la tensiune, în ulei la temperatura de 90°C, timp de 1' *			
	— perpendicular pe straturi	15/65	30/60	40/70
	— paralel cu straturile	15/63	25/65	40/65
2	Rezistivitatea de suprafaţă, Ω **			
	— în condiţii normale	$1{,}1 \cdot 10^{13}$	$9{,}5 \cdot 10^{11}$	$1{,}2 \cdot 10^{13}$
	— după menţinere 96 ore la 80% umiditate relativă.	$1{,}2 \cdot 10^{10}$	$8{,}6 \cdot 10^{10}$	$4{,}8 \cdot 10^{12}$
	— după menţinere 24 ore în apă.	$4{,}5 \cdot 10^{10}$	$4{,}1 \cdot 10^{11}$	$4{,}3 \cdot 10^{12}$
3	Rezistenţa între fişe, Ω **			
	— în condiţii normale	$1{,}3 \cdot 10^{12}$	$1{,}2 \cdot 10^{12}$	$5{,}8 \cdot 10^{12}$
	— după menţinere 96 ore la 80% umiditate relativă	$1{,}7 \cdot 10^{10}$	$4{,}1 \cdot 10^{11}$	$2{,}5 \cdot 10^{12}$
	— după menţinere 24 ore în apă	$1{,}3 \cdot 10^{10}$	$1{,}1 \cdot 10^{11}$	$2{,}6 \cdot 10^{12}$
4	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice ***			
	— la frecvenţa de 50 Hz	0,065	0,035	0,039
	— la frecvenţa de 1 MHz.	—	0,025	0,023
5	Rezistivitatea de volum, Ω cm **			
	— în condiţii normale	$2{,}6 \cdot 10^{13}$	$5{,}5 \cdot 10^{13}$	$2{,}5 \cdot 10^{14}$
	— după menţinere 96 ore la 80% umiditate relativă	$1{,}3 \cdot 10^{12}$	$2{,}7 \cdot 10^{12}$	$8{,}7 \cdot 10^{13}$
	— după menţinere 24 ore în apă	$1{,}6 \cdot 10^{12}$	$7{,}5 \cdot 10^{11}$	$8{,}5 \cdot 10^{13}$
6	Rezistenţa la curenţii de fugă ****	5 Ak	50 Ak	200 Ak

* Determinarea s-a efectuat conform STAS 7144-70 şi STAS 6257-68
** Determinarea s-a efectuat conform STAS 6107-68
*** Determinarea s-a efectuat conform STAS 2740-68
**** Determinarea s-a efectuat conform DIN

practic neschimbate, indiferent de natura liantului și a suportului. Condiționarea materialelor stratificate timp de 96 ore la umiditatea relativă de 80%, precum și menținerea lor în apă distilată timp de 24 ore, conform indicațiilor DIN 7735 și respectiv STAS 7144—70, conduc la rezultate similare. Cea mai bună comportare la umiditate o are totuși materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică, sticlostratitex S 673/1, fiind apoi urmat de materialul stratificat cu suport hîrtie și rășină melaminică modificată tip HS5. Cea mai slabă comportare la umiditate fiind totuși superioară valorilor minime, impuse de norma DIN 7735 și respectiv STAS 7144—70, se obține cu materialul stratificat cu suport hîrtie și rășină fenoloformaldehidică tip HS1, material destinat pentru a fi folosit în construcția mașinilor și aparatelor electrice pentru tensiuni și frecvențe normale.

În tabelul 3 se prezintă proprietățile materialelor stratificate după expunerea în climat tropical cald-umed, în condiții de laborator.

Condiționarea în climat cald-umed s-a efectuat conform STAS 6745—75, pct. 4.2, iar încercarea la acțiunea mucegaiurilor s-a efectuat conform STAS 9261—71.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 3 se constată că cea mai bună comportare în climat cald-umed de laborator, se obține cu materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă și liant rășină epoxidică, tip Sticlostratitex S 673/1, explicabil, prin faptul că toate grupele reactive prezente intră în reacție și formează o rețea tridimensională foarte densă care face practic imposibilă pătrunderea apei în rețea și, în final, ar conduce la hidroliza legăturilor formate în timpul procesului de presare sub acțiunea temperaturii și presiuni.

O comportare mai slabă la climat cald-umed de laborator se obține cu materialul stratificat tip HS1, care în final, după expunere în climat cald-umed, corespunde valorilor minime în STAS 7144—70, după condiționarea timp de 96 ore la umiditatea relativă de 80%.

Valori intermediare, după expunere în climat cald-umed, superioare totuși materialului stratificat cu suport hîrtie tip Straticel HSI, se obține cu materialul stratificat ce conține ca liant rășina melaminofenoloformaldehidică, tip straticel HS5. Comportarea bună a materialului stratificat tip HS5, explică formarea structurii D, prezentate în lucrarea [8]. O comportare similară mediului cald-umed se obține atît după menținere în apă distilată, precum și la acțiunea mucegaiurilor.

Comportarea materialului stratificat cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică, tip sticlostratitex S 673/1, la temperatura de 250° a fost de asemenea, prezentată în lucrarea [10], publicată anterior. Drept criteriu pentru încercarea materialului stratificat, conform indicațiilor de literatură au fost alese pierderile în greutate și timpul necesar pentru reducerea rezistenței la încovoiere la 40—50%, din valoarea inițială, determinată la temperatura camerei. Din lucrarea [10], a reieșit că materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică tip sticlostratitex S 673/1 se poate folosi în construcția mașinilor și aparatelor electrice ce vor funcționa timp de 1 500—1 800 ore la temperatura de 250°, în mediu uscat fără a-și pierde însă proprietățile lor electrice și mecanice specifice și fără a exista pericolul

Tabelul 3

Proprietățile materialelor stratificate după expunere în climat cald-umed și la acțiunea mucegaiurilor

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Straticel HS1	Straticel HS5	Sticlostratitex S 673/1
1	Rigiditatea dielectrică, kV/mm			
	— în condiții normale	21,6	22,3	23,2
	— după 56 cicluri în climat THA	5,6	15,1	15,8
	— după 28 zile la mucegaiuri	—	18,0	15,3
	— după menținere 72 zile în apă	—	—	17,4
2	Rezistivitatea de suprafață, Ω			
	— în condiții normale	$3,7 \cdot 10^{13}$	$9,5 \cdot 10^{11}$	$6,6 \cdot 10^{13}$
	— după 56 cicluri climat THA	$2,2 \cdot 10^{10}$	$2,4 \cdot 10^{10}$	$2,7 \cdot 10^{12}$
	— după 28 zile la mucegaiuri	—	$3,1 \cdot 10^{10}$	$2,7 \cdot 10^{12}$
	— după menținere 72 zile în apă	—	—	$8,3 \cdot 10^{11}$
3	Rezistența între fișe, Ω			
	— în condiții normale	$2,8 \cdot 107^{13}$	$1,2 \cdot 108^{12}$	$5,8 \cdot 10^{13}$
	— după 56 cicluri în climat THA	$4,9 \cdot 10$	$5,1 \cdot 10$	$2,8 \cdot 10^{13}$
4	Rezistivitatea de volum, Ω cm			
	— în condiții normale	$1,3 \cdot 10^{14}$	$5,5 \cdot 10^{13}$	$2,5 \cdot 10^{14}$
	— după 56 cicluri în climat THA	$3,0 \cdot 10^{8}$	$1,9 \cdot 10^{10}$	$3,7 \cdot 10^{13}$
	— după 28 zile la mucegaiuri	—	$9,1 \cdot 10^{10}$	$3,8 \cdot 10^{13}$

* grosimea materialului de încercare 1 mm.

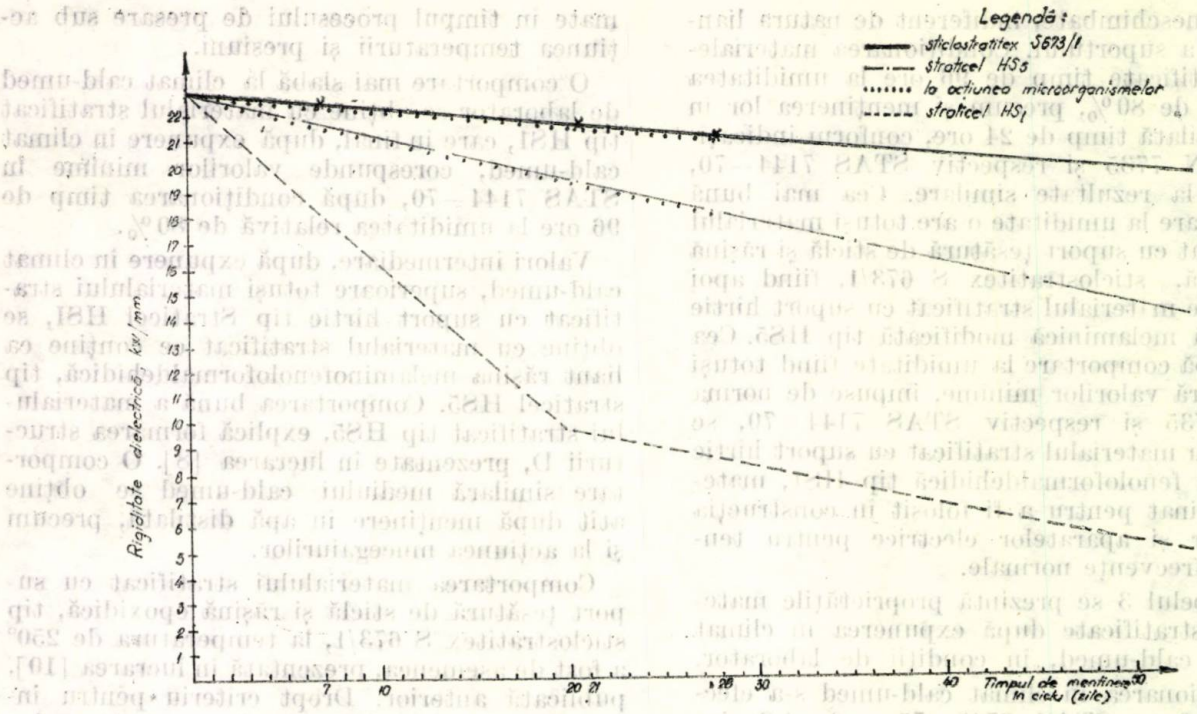


Fig. 1. Variația rigidității dielectrice a materialelor stratificate în timpul expunerii la climat THA și la acțiunea microorganismelor.

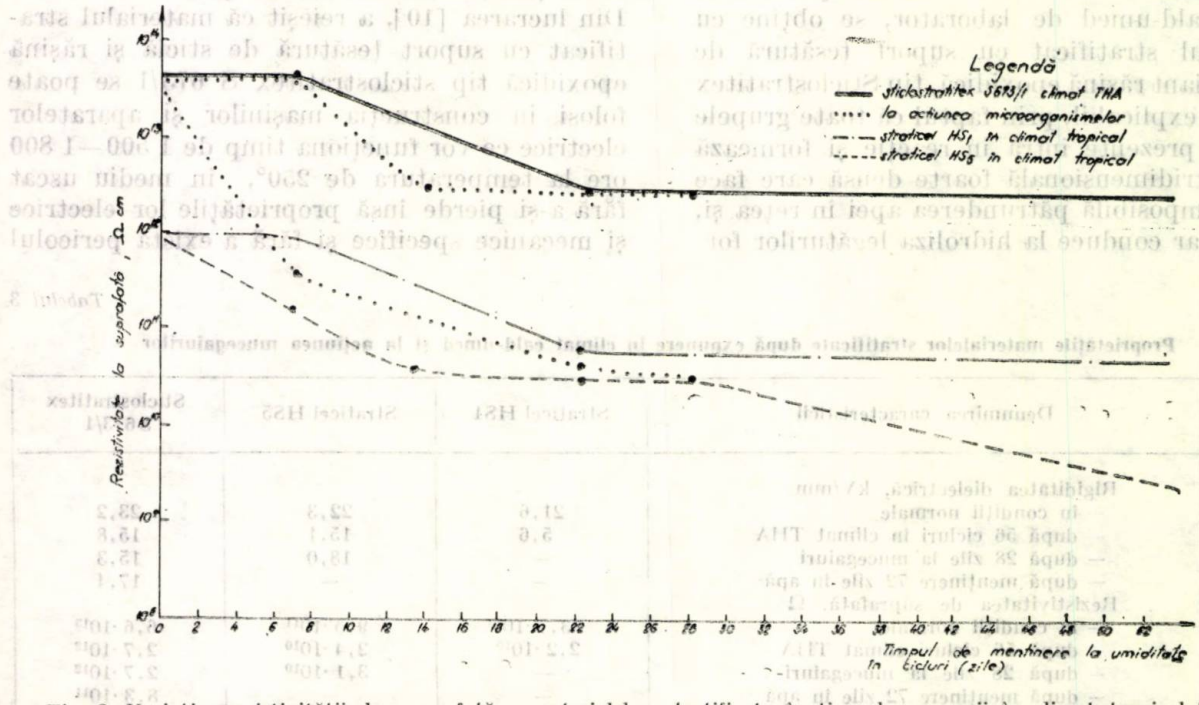


Fig. 2. Variația rezistivității la suprafață a materialelor stratificate în timpul expunerii în climat tropical THA și la acțiunea mucegaiului.

distrugerii materialului stratificat. Considerații teoretice privind alegerea tipului de liant, în scopul venirii în ajutor a constructorului de mașini și aparate electrice au fost prezentate în lucrarea [10], publicată anterior.

În figurile 1, 2, 3 și 4 se prezintă variația proprietăților electrice ale materialelor stratificate în timpul expunerii în climat tropical cald-umed de laborator și la acțiunea mucegaiurilor.

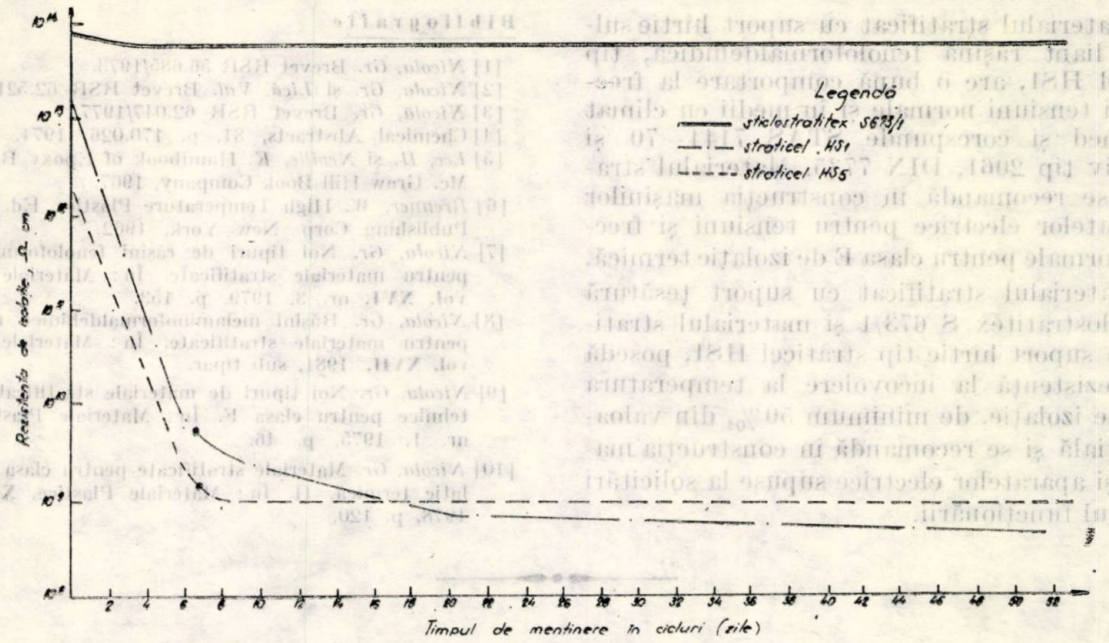


Fig. 3. Variația rezistenței de izolație a materialelor stratificate în timpul menținut în climat tropical.

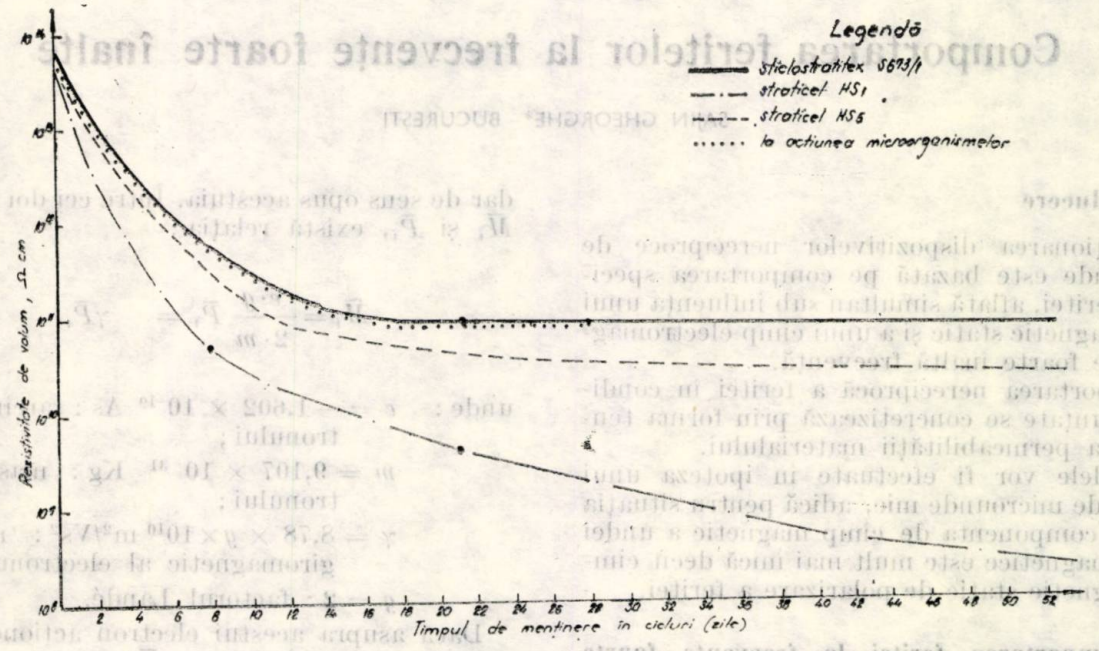


Fig. 4. Variația rezistivității de volum în timpul de menținere a materialelor stratificate în climat tropical la acțiunea mucegaiului.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele concluzii:

1. Materialul stratificat cu suport țesătură de sticlă și liant rășină epoxidică, tip sticlostratitex S 673/1, corespunde STAS 10.288/75 și respectiv tip 2372.4, DIN 7735, și are o comportare excelentă la temperatură, în medii cu climat tropical cald-umed, precum și la acțiunea mucegaiurilor. Materialul stratificat se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice, pentru tensiuni și frecvențe înalte, pentru clasa F de izolație termică.

2. Materialul stratificat cu suport hîrtie și liant rășină melaminoloformaldehidică, tip straticel HS5, corespunde STAS 7144—70 și respectiv tip 2061.6, DIN 7735 și are o bună comportare în medii cu climat tropical cald-umed. Materialul stratificat se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice cu tensiuni și frecvențe medii și înalte pentru clasa E de izolație termică.

3. Materialul stratificat cu suport hîrtie sulfat și liant rășină fenoloformaldehidică, tip straticel HS1, are o bună comportare la frecvențe și tensiuni normale și în medii cu climat cald-umed și corespunde STAS 7144—70 și respectiv tip 2061, DIN 7735. Materialul stratificat se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice pentru tensiuni și frecvențe normale pentru clasa E de izolație termică.

4. Materialul stratificat cu suport țesătură tip sticlostratitex S 673/1 și materialul stratificat cu suport hîrtie tip straticel HS1, posedă bună rezistență la încovoiere la temperatura clasei de izolație, de minimum 50%, din valoarea inițială și se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice supuse la solicitări în timpul funcționării.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 56.685/1973.
[2] *Nicola, Gr.* și *Lică, Val.* Brevet RSR 62.521/1976.
[3] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 62.047/1977.
[4] Chemical Abstracts, 81, p. 170.026, 1974.
[5] *Lee, H.* și *Neville, K.* Handbook of Epoxy Resins, Ed. Mc. Graw Hill Book Company, 1967.
[6] *Brenner, W.* High Temperature Plastics. Ed. Reinhold Publishing Corp. New York, 1962.
[7] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de rășini fenoloformaldehidice pentru materiale stratificate. În: Materiale Plastice, **vol. XVI**, nr. 3, 1979, p. 153.
[8] *Nicola, Gr.* Rășini melaminoformaldehidice modificate pentru materiale stratificate. În: Materiale Plastice, **vol. XVII**, 1981, sub tipar.
[9] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate electrotehnice pentru clasa F. În: Materiale Plastice, **XII**, nr. 1, 1975, p. 46.
[10] *Nicola, Gr.* Materiale stratificate pentru clasa F de izolație termică, II. În: Materiale Plastice, **XV**, nr. 2, 1978, p. 120.

CZ. 681.3

FERITE
CIRCULATOR

Comportarea feritelor la frecvențe foarte înalte

SAJIN GHEORGHE*—BUCUREȘTI

Introducere

Funcționarea dispozitivelor nereciproce de microunde este bazată pe comportarea specifică a feritei, aflată simultan sub influența unui cîmp magnetic static și a unui cîmp electromagnetic de foarte înaltă frecvență.

Comportarea nereciprocă a feritei în condițiile enunțate se concretizează prin forma tensorială a permeabilității materialului.

Calculele vor fi efectuate în ipoteza unui semnal de microunde mic, adică pentru situația în care componenta de cîmp magnetic a undei electromagnetice este mult mai mică decît cîmpul magnetic static de polarizare a feritei.

1. Comportarea feritei la frecvențe foarte înalte

În tratarea de față se va urmări demonstrația lui LAX și BUTTON [6] mărind gradul de generalitate a acestei demonstrații prin considerarea unei poziții oarecare a componentei de cîmp magnetic de înaltă frecvență în raport cu cîmpul magnetic de polarizare.

Fie un electron liber, *i*. Datorită sarcinii sale electrice și mișcării electronul prezintă un moment unghiular de spin, $\bar{P}_i$, și un moment magnetic, $\bar{M}_i$, proporțional ca amplitudine cu $\bar{P}_i$ dar de sens opus acestuia. Între cei doi vectori $\bar{M}_i$ și $\bar{P}_i$, există relația:

$$\bar{M}_i = \frac{e \cdot g}{2 \cdot m} \bar{P}_i = -\gamma \bar{P}_i, \qquad (1)$$

unde: $e = -1{,}602 \times 10^{-19}$ As: sarcina electronului;

$m = 9{,}107 \times 10^{-31}$ Kg: masa electronului;

$\gamma = 8{,}78 \times g \times 10^{10}$ m²/Vs²: raportul giromagnetic al electronului;

$g = 2$: factorul Landé.

Dacă asupra acestui electron acționează un cîmp magnetic staționar $\bar{H}_0$, cu o orientare arbitrară în spațiu, ia naștere un cuplu care modifică direcția momentului unghiular de spin:

$$\frac{d\bar{P}_i}{dt} = \mu_0 \bar{M}_i X \bar{H}_0. \qquad (2)$$

Eliminînd momentul unghiular de spin $\bar{P}_i$ între relațiile (1) și (2) se obține relația (3):

$$\frac{d\bar{M}_i}{dt} = -\gamma \mu_0 M_i X \bar{H}_0, \qquad (3)$$

* ICCE — București.

relația ce poate fi interpretată astfel :

— considerînd $\bar{M}_i$ și $\bar{H}_0$ ca vectori de modul constant, vectorul $\frac{d\bar{M}_i}{dt}$ ce exprimă variația în timp a lui $\bar{M}_i$ este, la rîndul său, de modul constant ;

— avînd în vedere produsul vectorial, vectorul $\frac{d\bar{M}_i}{dt}$ este perpendicular pe direcțiile lui $\bar{M}_i$ și $\bar{H}_0$.

Rezultă că sub influența unui cîmp magnetic exterior momentul magnetic al electronului suferă o mișcare de precesie în jurul direcției cîmpului, generînd un con cu vîrful în centrul electronului. Viteza unghiulară a mișcării de precesie este proporțională cu $\gamma\mu_0|\bar{H}_0|$.

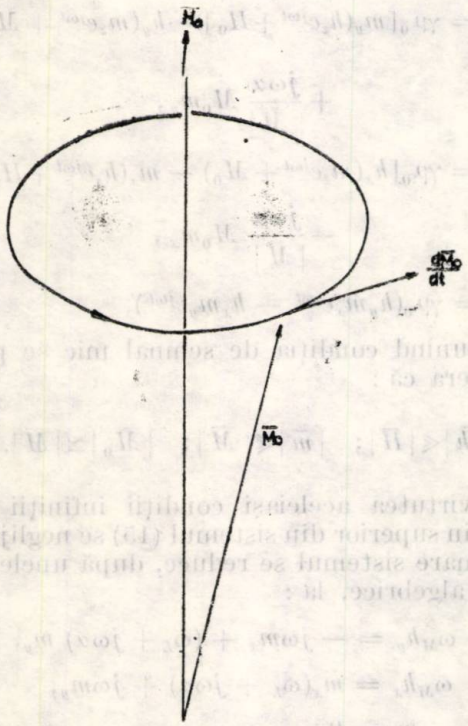


Fig. 1. Mișcarea de precesie a unui electron.

În cazul unei probe de ferită se definește magnetizarea materialului ca fiind suma momentelor magnetice elementare pe unitatea de volum :

$$\bar{M}_0 = \sum_i \bar{M}_i \qquad (4)$$

Cu aceste considerații relația (3) se va scrie pentru o probă de ferită sub forma :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = -\gamma\mu_0 \bar{M}_0 X \bar{H}_0. \qquad (5)$$

Semnul (—) din relația (5) se datorește semnului sarcinii electronului. În practică se utilizează doar valoarea absolută a sarcinii electronului și ecuația (5) devine :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0 \bar{M}_0 X \bar{H}_0. \qquad (6)$$

Datorită interacțiunilor electron — rețea mișcarea de precesie a momentelor magnetice, descrisă de relația (6), este perturbată, fiind necesară introducerea unui termen care să țină seama de interacțiunile amintite. Cu acest termen, relația (6) devine :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0 \bar{M}_0 X \bar{H}_0 - \gamma\mu_0 \frac{\alpha}{|\bar{M}_0|} [\bar{M}_0 X (\bar{M}_0 X \bar{H}_0)], \qquad (7)$$

unde α este un factor ce caracterizează pierderile în ferită. Efectul termenului al doilea din relația (7), termen ce exprimă pierderile în ferită constă în tendința de reducere a unghiului de precesie și de aliniere a magnetizării $\bar{M}_0$ cu cîmpul magnetic aplicat $\bar{H}_0$. În cazul de față, spre deosebire de electronul liber, vîrful vectorului magnetizare descrie o spirală pe o calotă sferică de rază $|\bar{M}_0|$ (fig. 2).

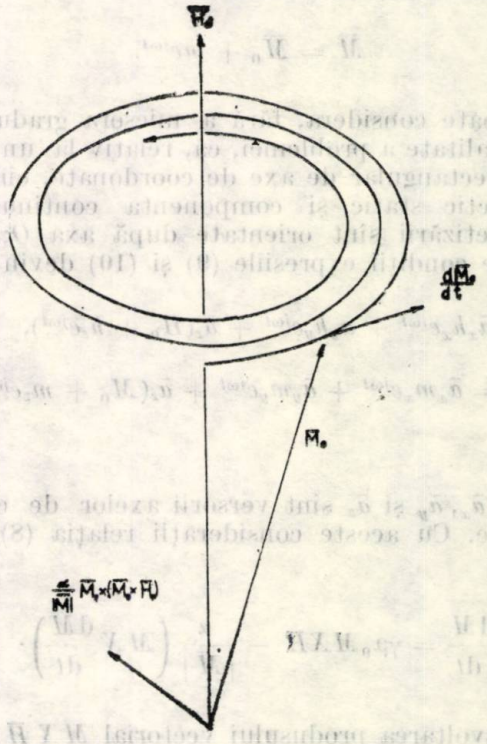


Fig. 2. Mișcarea de precesie a unui electron în cazul considerării pierderilor datorate interacțiunii spin-rețea.

Valoarea lui γ în acest caz diferă de valoarea indicată pentru electronul liber, în literatură indicîndu-se în mod curent valoarea :

$$\frac{\gamma}{2\pi} = 2{,}8 \times 10^{10} \text{Hz.m}^2/\text{Wb}$$

(= 2,8 MHz/Oe în sist. CGS).

Considerînd produsul vectorial $(\bar{M}_0 X)$ cu relația (7), în ipoteza unor pierderi mici în ferită ($\alpha \ll 1$) după cîteva calcule, expuse detaliat în anexa 1, relația (7) devine :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0 \bar{M}_0 X \bar{H}_0 - \frac{\alpha}{|\bar{M}_0|}\left(\bar{M}_0 X \frac{d\bar{M}_0}{dt}\right). \quad (8)$$

De reținut că în expresia (8), ca și în cele anterioare, cîmpul $\bar{H}_0$ este cîmpul magnetic din interiorul feritei, invariabil în timp. În continuare se consideră că feritei i se aplică, simultan cu cîmpul magnetic static $\bar{H}_0$ și o undă electromagnetică de pulsație ω, care comportă o componentă de cîmp magnetic alternativ $\bar{h}e^{j\omega t}$.

În aceste condiții, cîmpul magnetic intern din ferită va avea expresia :

$$\bar{H} = \bar{H}_0 + \bar{h}e^{j\omega t}. \quad (9)$$

Magnetizarea va prezenta de asemenea o parte constantă și una variabilă în timp, putîndu-se scrie sub forma :

$$\bar{M} = \bar{M}_0 + \bar{m}e^{j\omega t}. \quad (10)$$

Se poate considera, fără a micșora gradul de generalitate a problemei, că, relativ la un sistem rectangular de axe de coordonate, cîmpul magnetic static și componenta continuă a magnetizării sînt orientate după axa Oz. În aceste condiții expresiile (9) și (10) devin :

$$\bar{H} = \bar{a}_x h_x e^{j\omega t} + \bar{a}_y h_y e^{j\omega t} + \bar{a}_z(H_0 + h_z e^{j\omega t}), \quad (11)$$

$$\bar{M} = \bar{a}_x m_x e^{j\omega t} + \bar{a}_y m_y e^{j\omega t} + \bar{a}_z(M_0 + m_z e^{j\omega t}), \quad (12)$$

unde $\bar{a}_x$, $\bar{a}_y$ și $\bar{a}_z$ sînt versorii axelor de coordonate. Cu aceste considerații relația (8) devine :

$$\frac{d\bar{M}}{dt} = \gamma\mu_0 M X \bar{H} - \frac{\alpha}{|\bar{M}|}\left(\bar{M} X \frac{d\bar{M}}{dt}\right). \quad (13)$$

Dezvoltarea produsului vectorial $\bar{M} X \bar{H}$ evidențiază o serie de termeni în $e^{2j\omega t}$:

$$\bar{M} X \bar{H} = \bar{a}_x[m_y e^{j\omega t}(H_0 + h_z e^{j\omega t}) - h_y e^{j\omega t}(M_0 + m_z e^{j\omega t})] + \bar{a}_y[h_x e^{j\omega t}(M_0 + m_z e^{j\omega t}) - m_z e^{j\omega t}(H_0 + h_z e^{j\omega t})] + \bar{a}_z(m_x h_y e^{2j\omega t} - m_y h_x e^{2j\omega t}). \quad (14)$$

Prezența acestor termeni sugerează crearea în ferită a unor unde electromagnetice de pulsație 2ω, deci în condițiile enunțate ferita poate juca rolul de dublor de frecvență. Această proprietate a feritei întîmpină deocamdată dificultăți în utilizare, din cauza randamentului redus de conversie, fapt sesizabil și teoretic din coeficienții exponențialelor, care sînt produse de factori de amplitudine mică, conform ipotezei de lucru la semnal mic.

Revenind la relația (13), prin înlocuirea expresiilor (11) și (12), după evaluarea produselor vectoriale și separarea componentelor după cele trei axe de coordonate, rezultă sistemul de ecuații (15), sistem ce furnizează legătura între componentele de înaltă frecvență ale cîmpului magnetic și magnetizării :

$$\begin{aligned} j\omega m_x &= \gamma\mu_0[m_y(h_z e^{j\omega t} + H_0) - h_y(m_z e^{j\omega t} + M_0)] + \\ &+ \frac{j\omega\alpha}{|\bar{M}|} M_0 m_y, \\ j\omega m_y &= \gamma\mu_0[h_x(m_z e^{j\omega t} + M_0) - m_x(h_z e^{j\omega t} + H_0)] - \\ &- \frac{j\omega\alpha}{|\bar{M}|} M_0 m_x, \\ j\omega m_z &= \gamma\mu_0(h_y m_x e^{j\omega t} - h_x m_y e^{j\omega t}). \end{aligned} \quad (15)$$

Impunînd condiția de semnal mic se poate considera că :

$$|\bar{h}| \ll |\bar{H}|; \quad |\bar{m}| \ll |\bar{M}|; \quad |\bar{M}_0| \simeq |\bar{M}|. \quad (16)$$

În virtutea aceleiași condiții infiniții mici de ordin superior din sistemul (15) se neglijează. Ca urmare sistemul se reduce, după unele manevre algebrice, la :

$$\begin{aligned} \omega_M h_y &= -j\omega m_x + (\omega_L + j\omega\alpha) m_y, \\ \omega_M h_x &= m_x(\omega_L + j\omega\alpha) + j\omega m_y, \\ m_z &= 0, \end{aligned} \quad (17)$$

unde au fost efectuate notațiile, [6] :

$$\gamma\mu_0 M_0 = \omega_M \quad \text{și} \quad \gamma\mu_0 H_0 = \omega_L. \quad (18)$$

În cele mai multe aplicații $M_0 = M_s$ unde M_s este magnetizarea de saturație a feritei și în aceste caz $\omega_M = c$.

Soluțiile sistemului (17) sînt :

$$\begin{aligned} m_x &= \frac{\omega_M(\omega_L + j\omega\alpha)}{(\omega_L + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} h_x + \frac{-j\omega\omega_M}{(\omega_L + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} h_y, \\ m_y &= \frac{j\omega\omega_M}{(\omega_L + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} h_x + \frac{\omega_M(\omega_L + j\omega\alpha)}{(\omega_L + j\omega\alpha)^2 - \omega^2} h_y, \\ m_z &= 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Forma tensorială a permeabilității magnetice a feritei în condițiile date se deduce exprimînd ecuația lui Maxwell :

$$\bar{B} = \mu_0(\bar{H} + \bar{M}), \tag{20}$$

pentru componentele de frecvență foarte înaltă ale cîmpului magnetic și magnetizării.

Se definește tensorul permeabilitate magnetică astfel încît să fie satisfăcută relația :

$$\bar{b} = \bar{\bar{\mu}} \cdot \bar{h}. \tag{21}$$

Ținînd seama de relațiile (19) se găsește tensorul $\bar{\bar{\mu}}$ de forma :

$$\bar{\bar{\mu}} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & -jK & 0 \\ jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{22}$$

În matricea $\bar{\bar{\mu}}$ elementele μ și K au expresiile (23) și (24) deduse din relațiile (19) în condițiile (20) și (21) de definire a tensorului permeabilitate magnetică. S-a procedat la separarea părților reală și imaginară ale elementelor μ și K.

$$\mu = 1 + \frac{\omega_M \omega_L [\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]}{[\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]^2 + 4\omega^2\omega_L^2\alpha^2} - j\frac{\omega_M \omega \alpha [\omega_L^2 + \omega^2(1+\alpha^2)]}{[\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]^2 + 4\omega^2\omega_L^2\alpha^2}, \tag{23}$$

$$K = \frac{\omega_M \omega [\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]}{[\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]^2 + 4\omega^2\omega_L^2\alpha^2} - j\frac{2\omega_L\omega_M\omega^2\alpha}{[\omega_L^2 - \omega^2(1+\alpha^2)]^2 + 4\omega^2\omega_L^2\alpha^2}. \tag{24}$$

Din studierea relațiilor (23) și (24) se observă că, pentru ferita fără pierderi ($\alpha = 0$), mărimile μ și K devin infinite la o pulsație a undei electromagnetice $\omega_L = \omega = \gamma\mu_0 H_0$.

Acest fenomen cu caracter de rezonanță poartă numele de rezonanță giromagnetică, iar pulsația ω pentru care are loc acest fenomen se numește pulsație de rezonanță giromagnetică.

În cazul unor ferite reale ($\alpha \neq 0$) mărimile μ și K trec printr-un maxim de rezonanță dar au valori finite.

În figura 3 sînt trasate calitativ curbele de variație ale părților reale și imaginare ale elementelor μ și K. Se remarcă fenomenul de rezonanță la un cîmp magnetic $H = H_r$.

La rezonanța giromagnetică se definește așa numita „lățime de linie" notată cu ΔH, care indică banda de cîmp magnetic pentru care pierderile ating jumătate din valoarea lor maximă de la rezonanță (fig. 3). Se poate găsi, plecînd de la relațiile (23) și (24), o expresie aproximativă care leagă lărgimea de linie ΔH

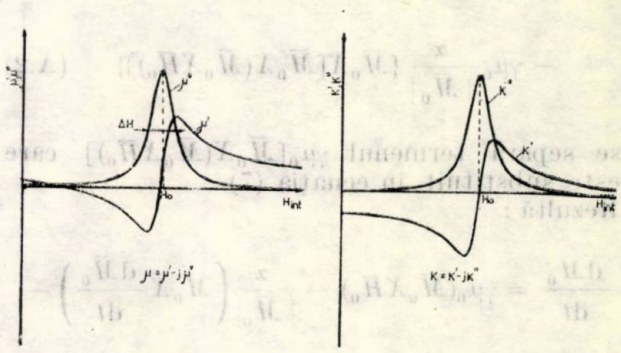


Fig. 3. Variația calitativă a părților reale și imaginare ale termenilor μ și K ai tensorului permeabilitate magnetică.

de factorul de pierderi α și de cîmpul de rezonanță giromagnetică H_r :

$$\alpha \simeq \frac{\Delta H}{2 \cdot H_r}. \tag{25}$$

Concluzii

Sub influența simultană a unui cîmp magnetic continuu și a unui cîmp electromagnetic de înaltă frecvență ferita prezintă atît proprietatea de dublare a frecvenței, cît și o comportare nereciprocă față de unda electromagnetică.

Dublarea de frecvență cu ajutorul feritei, deși demonstrată teoretic și măsurată experimental nu este, la ora actuală utilizată din cauza randamentului scăzut al conversiei.

Comportarea nereciprocă a feritei magnetizate față de propagarea undei electromagnetice este ilustrată de forma permeabilității feritei, formă tensorială în care elementele din afara diagonalei principale sînt diferite.

Pe această comportare nereciprocă se bazează construcția și funcționarea dispozitivelor de microunde cu ferite : circulatoare, izolatoare, filtre etc.

ANEXA 1

Detalii de calcul pentru deducerea ecuației (8)

Pornind de la ecuația (7) se execută produsul vectorial cu vectorul magnetizare :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0(\bar{M}_0 X \bar{H}_0) - \gamma\mu_0 \frac{\alpha}{|\bar{M}_0|}[\bar{M}_0 X(\bar{M}_0 X \bar{H}_0)] / \bar{M}_0 X \tag{A.1}$$

rezultă :

$$\bar{M}_0 X \frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0 \bar{M}_0 X(\bar{M}_0 X\bar{H}_0) -$$

$$- \gamma\mu_0 \frac{\alpha}{|\bar{M}_0|} \{\bar{M}_0 X[\bar{M}_0 X(\bar{M}_0 X\bar{H}_0)]\} \quad (A.2)$$

se separă termenul $\gamma\mu_0[\bar{M}_0 X(\bar{M}_0 X\bar{H}_0)]$ care este substituit în ecuația (7).
Rezultă :

$$\frac{d\bar{M}_0}{dt} = \gamma\mu_0(\bar{M}_0 X\bar{H}_0) - \frac{\alpha}{|\bar{M}_0|}\left(\bar{M}_0 X \frac{d\bar{M}_0}{dt}\right) -$$

$$- \gamma\mu_0 \frac{\alpha^2}{|\bar{M}_0|} \{\bar{M}_0 X[\bar{M}_0 X(\bar{M}_0 X\bar{H}_0)]\} . \quad (A.3)$$

În ipoteza pierderilor mici în ferită ($\alpha \ll 1$) ultimul termen al relației (A.3) poate fi neglijat datorită prezenței factorului α^2. Rezultă ecuația (8) ce descrie mișcarea vectorului magnetizare sub influența cîmpului de polarizare $\bar{H}_0$.

Bibliografie

[1] *Fay, C. R., Comstock, R. L.* Operation of the ferrite junction circulator. IEEE — Trans. on MTT. Jan. 1965, pp. 15—27.

[2] *Nicolas, J.* Les ferrites pour hyperfrequencies. Rev. Phys. Appl. Tome **9**, sept. 1974, pp. 847—858.

[3] *Gardiol, Fred,* Propriétés gyromagnetiques des ferrites en hyperfrequences. AGEN Mitteilungen Nr. 16, Dec. 1973.

[4] *Gardiol, Fred,* Les ferrites en hyperfrequences. Revue „HF", vol. VII, Nr. 3, 1967, pp. 1—16.

[5] *Kint, L., Warringa, J. J. M.* Principles and applications of junction circulators. Application Note 529, Philips.

[6] *Lax, R., Button, J. K.* Microwave ferrites and ferrimagnetics. McGraw-Hill Book Comp. 1962.

CZ 621.337.072

MAȘINA DE CURENT CONTINUU
VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ
INDUCTIVITATE DINAMICĂ

Influența inductivității asupra unor parametri electrici la mașina de c.c. cu funcționare în impulsuri

DORIN POPOVICI* — TIMIȘOARA

Introducere

Variatoarele de tensiune continuă V.T.C. realizate cu comutație forțată constituie în prezent un mijloc larg răspîndit de comandă a mașinilor de curent continuu permițînd performanțe energetice bune atît în regimul de motor, cît și în frînare [1].

În lucrare se analizează unele aspecte privind influența inductivității mașinii asupra puterii electrice și asupra unor alte mărimi legate de aceasta, la funcționarea în impulsuri. Se are în vedere inductivitatea dinamică a mașinii de c.c. în accepția acestei mărimi ca și în [2, 3]. O generalizare a problemei apare la considerarea acestei inductivități ca variabilă. În acest caz de fapt este variabilă inductivitatea bobinei de netezire [4], care este legată în circuitul indusului mașinii de c.c. (inductivitatea dinamică a mașinii fiind determinată în prealabil).

1. Funcționarea mașinii de c.c. în impulsuri sub aspectul puterii electrice

Considerînd schema echivalentă pentru mașina funcționînd în regim cvasistaționar cu V.T.C., ca în figura 1, se are în vedere un V.T.C. cu comutație directă și se presupun elementele semiconductoare ideale, mașina de c.c. cu parametrii constanți, fără pierderi în fier.

În aceste condiții schema din figura 1 corespunde atît funcționării mașinii în regim de motor, cît și în regim de frînare recuperativă [5, 6].

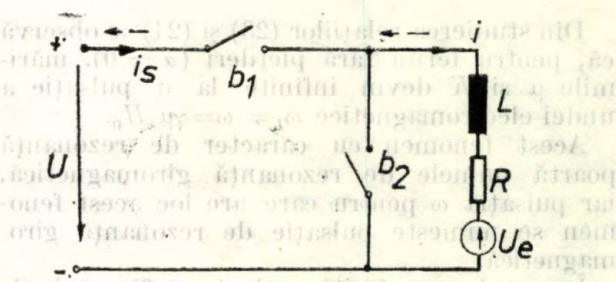


Fig. 1. Schema echivalentă pentru mașina de c.c. cu V.T.C. (cu linie întreruptă sensul curenților la frînare recuperativă).

În regimul de motor se poate scrie :

— Pentru intervalul 1 $(0, t_1)$ corespunzător conducției tiristorului principal (b_1 închis în fig. 1) se obține :

$$U \cdot i_s = L \cdot i \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i^2 + U_e \cdot i. \quad (1)$$

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

În intervalul 2 (t_1, T), corespunzător conducției diodei de nul (b_2 închis în fig. 1) :

$$O = L \cdot i \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R \cdot i^2 + U_e \cdot i. \qquad (2)$$

Pentru regimul de frînare recuperativă succesiunea de închidere a ventilelor este inversă :

— în intervalul 1 (0, t_1) corespunzătoare conducției tiristorului principal (b_2 închis în fig. 1) :

$$U_e \cdot i = L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \cdot i + R \cdot i^2, \qquad (3)$$

— în intervalul 2 (t_1, T), corespunzătoare conducției diodei de recuperare (b_1, închis în fig. 1) :

$$U_e \cdot i = L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} i + Ri^2 + U \cdot i_s. \qquad (4)$$

Din (1) și (2) se obțin valorile medii ale puterii pentru regimul de motor :

$$U \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_s \, \mathrm{d}t = \frac{L}{T} \int_0^T i \, \mathrm{d}i + \frac{R}{T} \int_0^T i^2 \mathrm{d}t + \frac{U_e}{T} \int_0^T i \, \mathrm{d}t, \qquad (5)$$

$$O = \frac{L}{T} \int_0^T i \, \mathrm{d}i + \frac{R}{T} \int_0^T i^2 \mathrm{d}t + \frac{U_e}{T} \int_0^T i \, \mathrm{d}t, \qquad (6)$$

care se pot pune sub forma :

$$U \cdot i_{s\,\mathrm{med}} = U_e \cdot i_{\mathrm{med}} + R i_{\mathrm{ef}}^2, \qquad (7)$$

$$\frac{L}{2T} (i_1^2 - i_0^2) = U_e i_{2\,\mathrm{med}} + R i_{2\mathrm{ef}}^2. \qquad (8)$$

Pentru regimul de frînare recuperativă sînt valabile relațiile :

$$U_e \cdot i_{\mathrm{med}} = U \cdot i_{s\,\mathrm{med}} + R \cdot i_{\mathrm{ef}}^2, \qquad (9)$$

$$U_e \cdot i_{1\,\mathrm{med}} = \frac{L}{2T} (i_1^2 - i_0^2) + R \cdot i_{1\mathrm{ef}}^2. \qquad (10)$$

În relațiile (8), (10) i_1 și i_0 reprezintă valoarea maximă, respectiv minimă a curentului în perioada T.

Relațiile (7), (9) sînt similare cu cele din regimul de motor și frînare recuperativă în condițiile alimentării „clasice" fără V.T.C. [7].

Ceea ce diferă este expresia pierderilor ohmice care conține valoarea efectivă a curentului, diferită de cea medie, în situația alimentării prin V.T.C. Asupra acestui aspect se va reveni la p. 2.3. Deoarece în expresiile (7), (9) nu apare inductivitatea, rezultă că puterea sa medie într-o perioadă este nulă și deci, puterea primită la creșterea curentului în intervalul (O, t_1) este integral transmisă la descreșterea curentului in intervalul (t_1, T).

Puterea P_L, transmisă de inductivitate raportată la puterea P_S a sursei pentru regimul motor este :

$$\frac{P_L}{P_S} = 1 - \frac{U_e i_{1\,\mathrm{med}} + R i_{1\mathrm{ef}}^2}{U_e i_{\mathrm{med}} + R i_{\mathrm{ef}}^2}, \qquad (11)$$

iar pentru regimul de frînare recuperativă este :

$$\frac{P_L}{P_S} = 1 - \frac{U_e i_{2\,\mathrm{med}} - R i_{2\mathrm{ef}}^2}{U_e i_{\mathrm{med}} - R i_{\mathrm{ef}}^2}. \qquad (12)$$

Neglijînd rezistența mașinii în relațiile (11), (12), și ținînd cont că în acest caz variația curentului este liniară, se obține pentru regimul motor :

$$\frac{P_L}{P_S} = 1 - a, \qquad (13)$$

și pentru regimul de frînare recuperativă :

$$\frac{P_L}{P_S} = a, \qquad (14)$$

unde $a = \frac{t_1}{T}$ și reprezintă durata relativă de conducție. Reprezentarea relațiilor (13), (14) este arătată în figura 2.

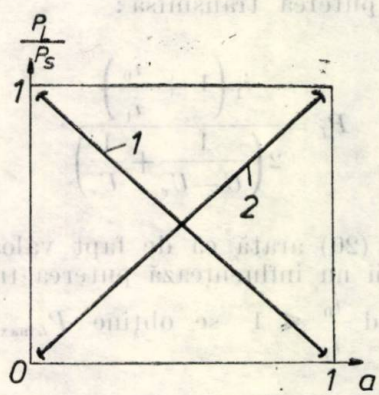


Fig. 2. Puterea transmisă de inductivitatea mașinii raportată la puterea primită de la sursă (sau livrată sursei), funcție de durata relativă de conducție a.

Se constată că puterea transmisă de inductivitatea mașinii variază cu comanda V.T.C., în situațiile extreme tinzînd să egaleze puterea primită respectiv cedată sursei. De remarcat că valorile extreme $a = 0$ și $a = 1$ nu au semnificație concretă întrucît pentru aceste valori nu se mai realizează alimentarea în impulsuri.

2. Rolul inductivității la alimentarea în impulsuri

În cele ce urmează se consideră variația curentului liniară, ceea ce permite exprimarea intervalului de creștere și de descreștere a curentului în regim motor sub formele :

$$t_1 = \frac{L}{U - U_e}(i_1 - i_0), \tag{15}$$

$$t_2 = T - t_1 = \frac{L}{U_e}(i_1 - i_0), \tag{16}$$

iar în regim de frînare recuperativă [5] :

$$t_1 = \frac{L}{U_e}(i_1 - i_0), \tag{17}$$

$$t_2 = \frac{L}{U - U_e}(i_1 - i_0). \tag{18}$$

Pe baza relațiilor (8), (10) și ținînd seama că $t_1 + t_2 = T$ este aceeași indiferent de regimul de motor sau frînă recuperativă, rezultă că influența inductivității se poate studia pe baza relației (19) făcînd abstracție de regimul în care lucrează mașina ; expresia puterii P_L este :

$$P_L = \frac{L}{2T}(i_1^2 - i_0^2). \tag{19}$$

2.1. Puterea medie transmisă

Introducînd în (19) expresiile pentru t_1 și t_2 se obține puterea transmisă :

$$P_L = \frac{i_1\left(1 + \frac{i_0}{i_1}\right)}{2\left(\frac{1}{U - U_e} + \frac{1}{U_e}\right)}. \tag{20}$$

Relația (20) arată că de fapt valoarea inductivității nu influențează puterea transmisă și că, avînd $\frac{i_0}{i_1} \leqslant 1$ se obține $P_{L\max}$ pentru $i_0 = i_1$:

$$P_{L\max} = \frac{i_1 U_e (U - U_e)}{U}. \tag{21}$$

Raportînd puterea transmisă la cea maximă se obține :

$$P'_L = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{i_0}{i_1}\right). \tag{22}$$

În cazul comenzii la $T = \text{ct}$ din (15), (16) respectiv (17), (18) rezultă legătura între variația curentului $\Delta i = i_1 - i_0$ și L :

$$\Delta i = \frac{T}{L\left(\frac{1}{U_e} + \frac{1}{U - U_e}\right)}. \tag{23}$$

Cum $\Delta i_{\max} = i_1$, cînd $i_0 = 0$ se găsește valoarea minimă a inductivității pentru perioada $T = \text{ct}$ considerată :

$$L_{\min} = \frac{T}{\Delta i_{\max}\left(\frac{1}{U_e} + \frac{1}{U - U_e}\right)} \tag{24}$$

și apoi relația între variația curentului și inductivitatea mașinii :

$$\Delta i'_m = \frac{\Delta i}{\Delta i_{\max}} = \frac{L_{\min}}{L}. \tag{25}$$

O modificare a perioadei T cu un factor $b \neq 1$ modifică pe $L_{\min}$ deci, în general, pentru o altă frecvență de lucru

$$\Delta i'_m = \frac{b \cdot L_{\min T}}{L}. \tag{26}$$

Reprezentarea relației (26) cu limitările care apar, se arată în figura 3.

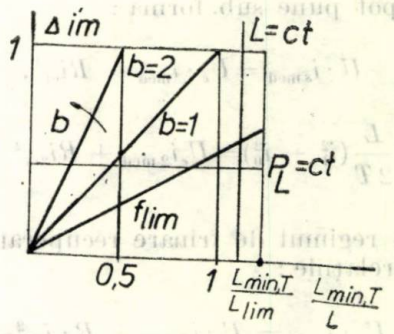


Fig. 3. Variația curentului în funcție de inductivitate (în valori relative) cu limitările sale.

Caracteristicile arată că aceeași variație a curentului deci aceeași putere transmisă ($\Delta i'_m = \text{ct}$ înseamnă $P'_L = \text{ct}$ pe baza modului în care este definit $\Delta i'_m$ și a relației (22)), are loc la o frecvență mai mare, cu o inductivitate mai

mică. De asemenea, la o valoare constantă a inductivității, puterea transmisă este cu atît mai mare, cu cît $\Delta i'_m$ este mai mic și deci crește cu frecvența. Ținînd seama că frecvența de lucru a V.T.C. este limitată superior datorită proprietăților reale ale tiristoarelor, cît și de sporirea pierderilor în mașină, se impune o frecvență limită de lucru f_{lim}. Cealaltă limitare este impusă de valabilitatea ipotezei variației liniare a curentului, variație ce poate fi luată în considerație doar pentru $L > L_{lim}$ la frecvențele ce se au în vedere.

2.2. Energia înmagazinată

Energia înmagazinată în circuitele magnetice ale mașinii se obține pe baza relației :

$$W_L = \frac{L}{2} i^2 \qquad (27)$$

și se modifică periodic cu variația curentului.

Energia înmagazinată în circuitele magnetice în funcție de puterea medie transmisă este :

$$W_L(P'_L) = \frac{T \cdot P_{max}}{4P'_L(1 - P'_L)}, \qquad (28)$$

pe baza relațiilor (21), (22), (24), (25), (27).

Expresia energiei înmagazinate are un minim pentru $P'_L = 0{,}5$ care determină valoarea limitei superioare a curentului din (21) punînd $P_{Lmax} = 2P_L$. Valoarea minimă a curentului i_0 rezultă pentru $P'_L = 0{,}5$ din relația (22), ca fiind nulă.

Prin urmare, energia înmagazinată în circuitele magnetice ale mașinii este minimă la o variație particulară a curentului $i_0 = 0$, adică la limita curentului întrerupt.

Exprimînd variația relativă a energiei înmagazinate prin raportare la cea minimă, pe baza relației (28) se obține :

$$W'_L = \frac{W_L(P'_L) - W_{min}}{W_{min}} = \left(\frac{1}{4P'_L(1 - P'_L)} - 1\right). \qquad (29)$$

Reprezentarea grafică a relației (29) se arată în figura 4.

Se constată că la puteri transmise din ce în ce mai mari, energia înmagazinată în circuitele magnetice crește cu o pantă din ce în ce mai mare sau, cu alte cuvinte, pe măsură ce crește puterea transmisă de inductivitatea mașinii, aceasta este exploatată mai defavorabil.

2.3. Variația valorii efective a curentului mașinii

Din expresia valorii efective a curentului se obține :

$$I = \sqrt{\frac{1}{3}(i_1 - i_0)^2 + i_1 i_0}. \qquad (30)$$

Exprimînd valoarea efectivă a curentului în funcție de puterea relativă transmisă din (30) se obține :

$$I(P'_L) = P_L \frac{U}{(U - U_e)\,U} \sqrt{\frac{1}{3}\left(\frac{1}{P'_L} - 1\right)^2 + 1}. \qquad (31)$$

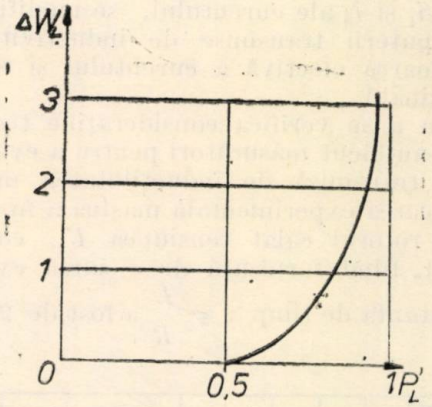


Fig. 4. Variația relativă a energiei înmagazinate în funcție de puterea transmisă (valori relative).

Cum P'_L aparține intervalului $0{,}5 \leqslant P'_L \leqslant 1$ valoarea efectivă minimă a curentului are loc pentru $P'_L = 1$.

Exprimînd variația relativă a valorii efective a curentului pe baza (32) se obține curba din figura 5.

$$\Delta I' = \frac{I(P'_L) - I(P'_L)_{min}}{I(P'_L)_{min}} = \sqrt{\frac{1}{3}\left(\frac{1}{P'_L} - 1\right)^2 + 1}. \qquad (32)$$

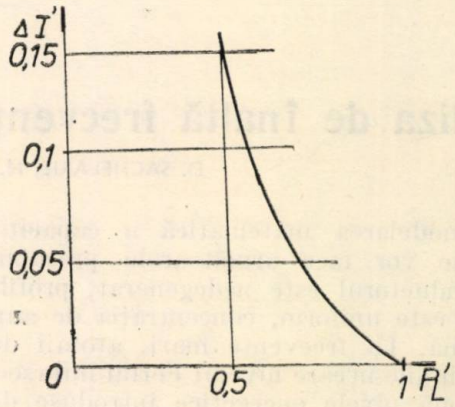


Fig. 5. Variația relativă a valorii efective a curentului în funcție de puterea transmisă (în valori relative).

Se constată că valoarea efectivă a curentului este maximă la $P'_L = 0{,}5$ și că această valoare scade prin creșterea puterii transmise. Valoarea maximă a valorii efective corespunde la limita curentului întrerupt (22), cînd $i_0 = 0$.

3. Concluzii, rezultate experimentale

Din examinarea caracteristicilor din figurile 4 și 5 rezultă că în funcționarea mașinii cu V.T.C. cele două cerințe : valoarea efectivă a curentului minimă (pierderi reduse) și energie înmagazinată minimă, nu pot fi satisfăcute în același timp și că, după cum se impun prin comandă valorile i_1 și i_0 ale curentului, se modifică valoarea puterii transmise de inductivitate și deci valoarea efectivă a curentului și energia înmagazinată.

Pentru a se verifica considerațiile teoretice făcute s-au făcut măsurători pentru a evidenția puterea transmisă de inductivitatea mașinii. În încercarea experimentală mașina a fost folosită cu rotorul calat tensiunea U_e, conform figurii 1, fiind furnizată de o sursă externă, iar constanta de timp $\tau = \frac{L}{R}$ a fost de 2,5 ms.

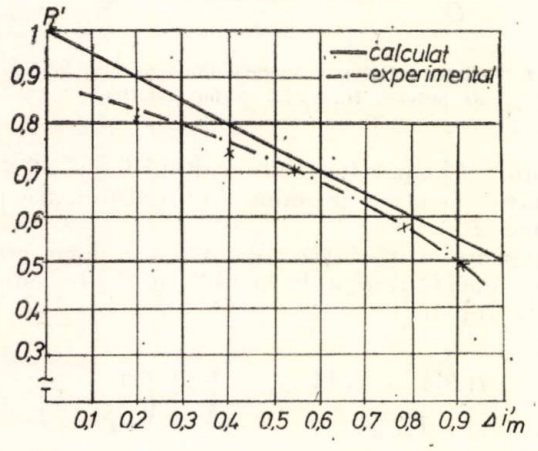


Fig. 6. Puterea transmisă funcție de variația curentului (în valori relative).

În acest fel energia transmisă de la sursa U la sursa U_e sau invers are loc doar prin intermediul inductivității dinamice.

Se constată o bună coincidență a rezultatelor și faptul că puterea transmisă obținută experimental este mai mică decît cea calculată datorită pierderilor active suplimentare în mașină.

S-a scos astfel în evidență rolul pe care îl joacă la mașinile de c.c. cu funcționare în impulsuri, inductivitatea dinamică la considerarea puterii electrice transmise, a energiei înmagazinate și implicit a pierderilor prin valoarea efectivă a curentului.

Bibliografie

[1] *Meyer, M.* Mutatoare cu comutație forțată. București Editura tehnică, 1970.

[2] *Szabados, R., Di Cenzo, C., Sinha, N.* Dinamic measurements of the main electrical parameters of a DC machine. In : IEEE Transactions on IGA nr. 1, 1971, p. 109—116.

[3] *Șora, I.* Determinarea pe cale experimentală a unor parametri a mașinii de c.c. În : Electrotehnica, nr. 12, 1971, p. 441—444.

[4] *Kahlen, M., Weigel, W.* Vergleichende Messungen an Verschiedenen Elektroantrieben, für einem Versuchs-Personen Kraftwagen. În : ETZ-A, **Bd. 94**, 1973, nr. 11, p. 646—653.

[5] *Popovici, D.* Calculul energiei recuperate la frînarea vehiculelor autonome comandate în impulsuri. În : EEA—Electrotehnica, nr. 5, 1978, p. 170—174.

[6] *Popovici, D.* Probleme specifice la frînarea recuperativă a vehiculelor. Revista transporturilor și telecomunicațiilor nr. 2, 1980, p. 99—103.

[7] *Brașovan, M., Seracin, E.* ș.a. Acționări electrice. Aplicații industriale, București, Editura tehnică, 1977.

CZ. 621.39

CAPACITOR MOS

Analiza de înaltă frecvență a capacitorului MOS dopat cu aur

D. SACHELARIE, M. SACHELARIE, M. BÂZU*—BUCUREȘTI

În modelarea matematică a capacitorului MOS se vor face următoarele presupuneri : semiconductorul este nedegenerat, profilul de dopare este uniform, concentrația de aur este uniformă. La frecvențe mari, atomii de aur din regiunile în care nivelul Fermi intersectează cele două nivele energetice introduse de aur în siliciu (figura 1) nu pot urmări variația semnalului aplicat. Astfel, variația sarcinii apare numai la marginea regiunii de golire x_d, [1], iar capacitatea de înaltă frecvență a semiconductorului va fi dată de :

$$C_S = \frac{\varepsilon_0 \cdot k_S}{x_d}. \qquad (1)$$

Pentru definirea lui x_d se va folosi conceptul de regiune efectivă de golire introdus de Grove [2]. Conform acestuia se poate scrie (în continuare se vor face referiri la un capacitor MOS tip N, discuția fiind cu totul asemănătoare pentru unul de tip P) :

$$Q_S = Q_p + q\,N_D x_d + Q^d_{Au} - Q^a_{Au}. \qquad (2)$$

Sarcina netă totală Q_S din semiconductor este dată de :

$$Q_S = \frac{kT}{q}\frac{k_S \cdot \varepsilon_0}{L_D} F(U_S), \qquad (3)$$

* ICCE — București.

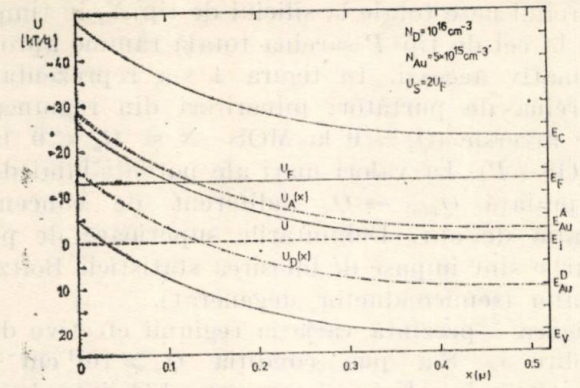


Fig. 1. Variația spațială a potențialului electrostatic din regiunea de la suprafața siliciului, la un capacitor MOS-N ($N_D = 10^{16}cm^{-3}$, $N_{Au} = 5 \times 10^{15}cm^{-3}$), în regim de inversie puternică.

unde :

$$F(U) = \left[2ch(U_F - U) - 2ch(U_F) - \frac{N_D}{n_i} U + \frac{N_{Au}}{n_i} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \ln \frac{1 + \exp(U - U_F + U_A) + \exp(-U + U_F - U_D)}{1 + \exp(-U_F + U_A) + \exp(U_F - U_D)} \right]^{1/2} \cdot \tag{4}$$

Sarcina Q_p a purtătorilor minoritari induși în regiunea de inversie este :

$$Q_p = q\, n_i L_D \int_{U_S}^{U_F} \frac{\exp(U_F - U)}{F(U)}\, dU. \tag{5}$$

La schimbarea variabilei x în U s-a ținut seama de relația :

$$x = L_D \int_{U_S}^{U} \frac{dU}{F(U)} \cdot \tag{6}$$

În relația (2), Q^a_{Au} și Q^d_{Au}, termeni suplimentari față de relația clasică a lui Grove, reprezintă sarcina totală a atomilor de aur acceptori și respectiv donori din regiunea de golire :

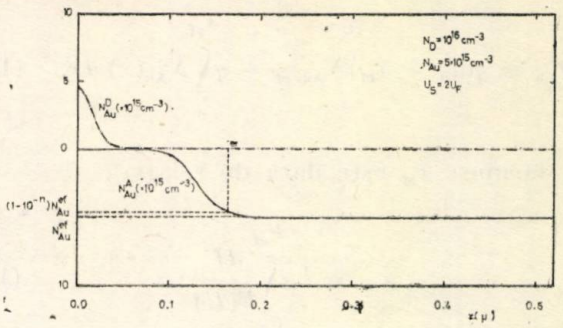


Fig. 2. Variația spațială a atomilor de aur donori și acceptori din regiunea de la suprafața siliciului ($N_D = 10^{16}cm^{-3}$, $N_{Au} = 5 \times 10^{15}cm^{-3}$, $U_S = 2U_F$).

Integrarea numerică a expresiilor (7—8) nu este posibilă deoarece $F(0) = 0$. Din acest motiv, se propune un nou model care evită integrarea în apropierea punctului $U = 0$.

În figura 2 s-a reprezentat, pentru un caz particular, variația spațială a atomilor de aur donori și acceptori din regiunea de la suprafața siliciului.

Se observă că valoarea concentrației N^d_{Au} este importantă numai în apropierea suprafeței. Valoarea de volum $N_{Au,ef}$ a concentrației atomilor de aur în stare acceptoare este dată de :

$$N_{Au;ef} = N_{Au} \frac{\exp(-U_F + U_A)}{1 + \exp(-U_F + U_A) + \exp(U_F - U_D)}, \tag{9}$$

și se păstrează constantă până în apropierea punctului $x = x_{ef}$. Potențialul U_{ef} corespunzător acestui punct poate fi obținut din ecuația :

$$N_{Au} \frac{\exp(U_{ef} - U_F + U_A)}{1 + \exp(U_{ef} - U_F + U_A) + \exp(-U_{ef} + U_F - U_D)} =$$

$$= \left(1 - \frac{1}{10^n}\right) N_{Au,ef}, \tag{10}$$

unde $n \geqslant 2$.

Conform acestor observații, sarcina totală a atomilor de aur donori și respectiv acceptori din regiunea de golire poate fi definită astfel :

$$Q^d_{Au} = q \int_0^{x_{ef}} N^d_{Au}(x)\, dx, \tag{11}$$

$$Q^a_{Au} = q \int_0^{x_d} N^a_{Au}(x)\, dx = q\, L_D N_{Au} \int_{U_S}^{0} \frac{\exp(U - U_F + U_A)}{1 + \exp(U - U_F + U_A) + \exp(-U + U_F - U_D)} \frac{dU}{F(U)} \tag{7}$$

$$Q^d_{Au} = q \int_0^{x_d} N^d_{Au}(x)\, dx = q\, L_D N_{Au} \int_{U_S}^{0} \frac{\exp(-U + U_F - U_D)}{1 + \exp(U - U_F + U_A) + \exp(-U + U_F - U_D)} \frac{dU}{F(U)} \cdot \tag{8}$$

$$Q^a_{Au} = q(x_d - x_{ef})N_{Au;\,ef} + q\int_0^{x_{ef}} N^a_{Au}(x)\,dx. \quad (12)$$

Mărimea x_{ef} este dată de relația :

$$x_{ef} = L_D \int_{U_S}^{U_{ef}} \frac{dU}{F(U)}. \quad (13)$$

Din relația (2) rezultă acum ecuația care permite determinarea regiunii efective de golire x_d :

sarcinii nete totale la siliciul de tip N, în timp ce la cel de tip P sarcina totală rămîne aproximativ aceeași. În figura 4 s-a reprezentat sarcina de purtători minoritari din regiunea de inversie ($Q_p > 0$ la MOS—N și $Q_n < 0$ la MOS—P). La valori mari ale potențialului de suprafață $Q_{p(n)} \to Q_S$ indiferent de concentrația de aur. Delimitările superioare de pe curbe sînt impuse de folosirea statisticii Boltzmann (semiconductor degenerat).

Figura 5 prezintă variația regiunii efective de golire x_d. S-a pus condiția $Q_S \geqslant 10^{11}\,\mathrm{cm}^{-2}$, deoarece la $|U_S| = 5$ eroarea [3] introdusă de folosirea modelului Grove este de circa +5%

$$2F(U_S) = \frac{N_D - N_{Au,\,ef}}{n_i}\frac{x_d}{L_D} + \int_{U_S}^{U_F} \frac{\exp(U_F - U)}{F(U)}\,dU + \frac{N_{Au\,ef}}{n_i}\int_{U_S}^{U_{ef}} \frac{dU}{F(U)} -$$

$$- \frac{N_{Au}}{n_i}\int_{U_S}^{U_{ef}} \frac{\exp(U - U_F + U_A) - \exp(-U + U_F - U_D)}{1 + \exp(U - U_F + U_A) + \exp(-U + U_F - U_D)}\,\frac{dU}{F(U)}. \quad (14)$$

$F(U)$ și U_{ef} sînt date de relațiile (4) și respectiv (10). Acest model matematic a fost aplicat pentru cazurile : MOS—N cu concentrația de dopare $N_D = 10^{16}\mathrm{cm}^{-3}$ și MOS—P cu $N_A = 10^{16}\mathrm{m}^{-3}$. Concentrația de aur a fost variată în domeniul $N_{Au} = 1 \div 9{,}9\ 10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3}$.

În figura 3 s-a reprezentat sarcina netă totală Q_S funcție de potențialul normalizat de suprafață în regim de golire și de inversie ($U_S < 0, Q_S > 0$ pentru MOS—N și $U_S > 0, Q_S < 0$ pentru MOS—P). Se observă că pentru un același potențial de suprafață ($|U_S| \leqslant 2|U_F|$) creșterea concentrației de aur produce scăderea

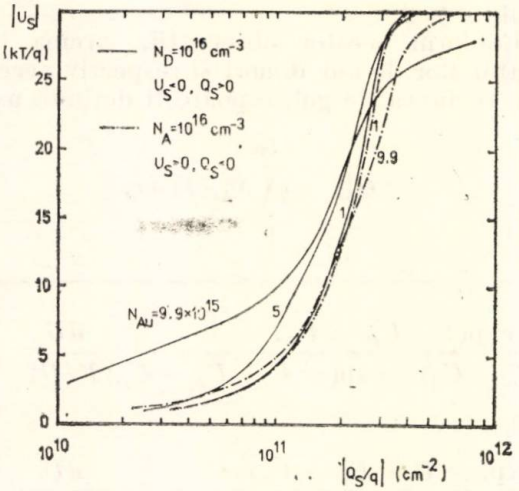


Fig. 3. Sarcina netă totală în funcție de potențialul de suprafață în regim de golire și inversie: MOS-N (———) și MOS-P (— · — · —).

și ea tinde către $+\infty$ cînd U_S tinde către zero. Acest lucru este datorat neglijării purtătorilor majoritari din regiunea de golire, a căror contribuție devine importantă în apropierea condiției de benzi netede. Se poate constata că mărirea concentrației de aur produce creșterea regiunii maxime de golire la capacitorul MOS—N, dar nu afectează mărimea regiunii maxime de golire la capacitorul de tip P. Deoarece aurul produce compensarea atît a sili-

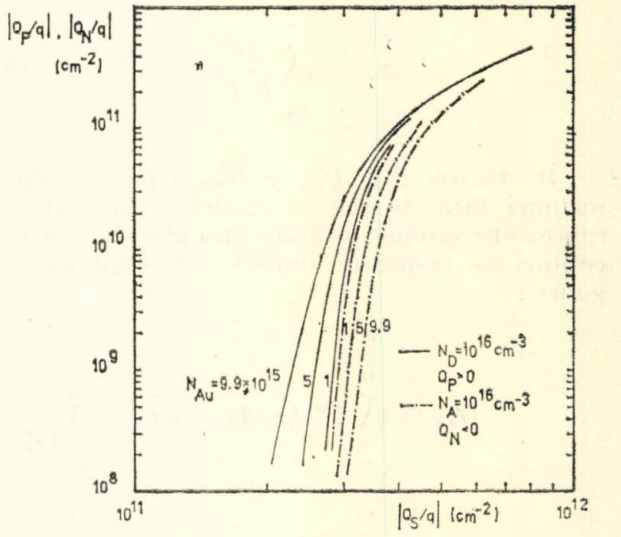


Fig. 4. Sarcina de purtători minoritari din regiunea de inversie în funcție de sarcina netă totală : MOS-N (———) și MOS-P (— · — · —)

ciului N cît și a celui P, acest rezultat este surprinzător. Pentru explicarea lui, s-a reprezentat sarcina totală acceptoare și donoare a atomilor de aur din regiunea de golire.

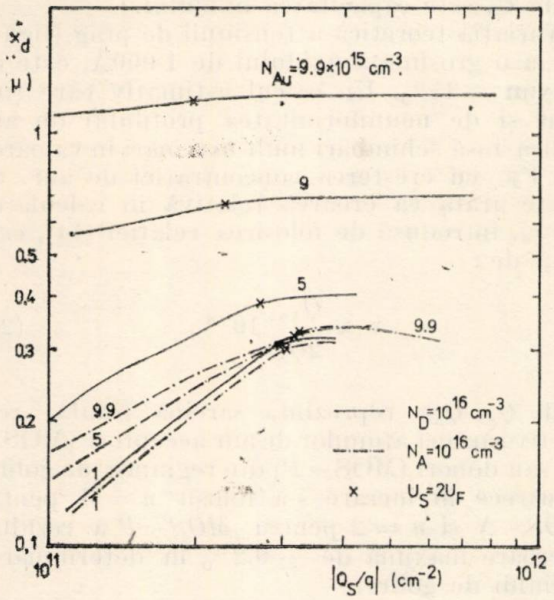


Fig. 5. Variația regiunii efective de golire în funcție de sarcina netă totală, la concentrații de aur în domeniul $1 \div 9{,}9 \times 10^{15}$ cm^{-3}; MOS-N (———) cu $N_D = 10^{16}$ cm^{-3} și MOS-P (— · — · —) cu $N_A = 10^{16}$cm^{-3}.

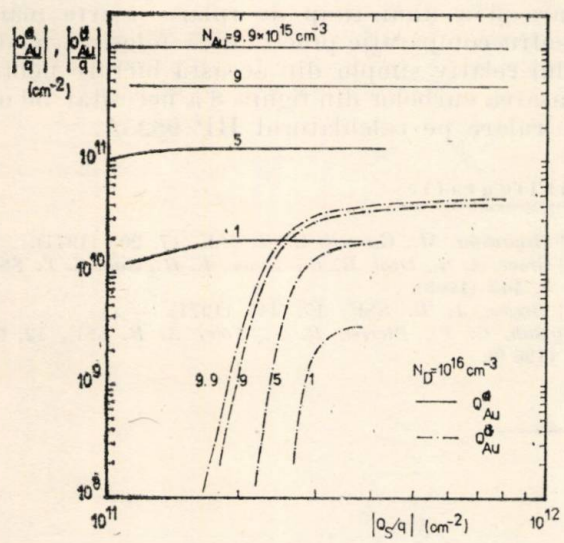


Fig. 6. Sarcina totală a atomilor de aur donori și respectiv acceptori, din regiunea de golire, în funcție de sarcina netă totală, la un capacitor MOS-N cu $N_D = 10^{16}$cm^{-3}, pentru diferite concentrații de aur.

La capacitorul MOS—N (figura 6), pentru valori mici ale potențialului de suprafață :

$$Q^d_{Au} \to 0, \tag{15}$$

lucru explicabil deoarece nivelul Fermi este situat deasupra nivelului acceptor în toată regiunea golită. Pentru valori mari ale potențialului de suprafață :

$$Q^a_{Au} > 10 Q^d_{Au}, \tag{16}$$

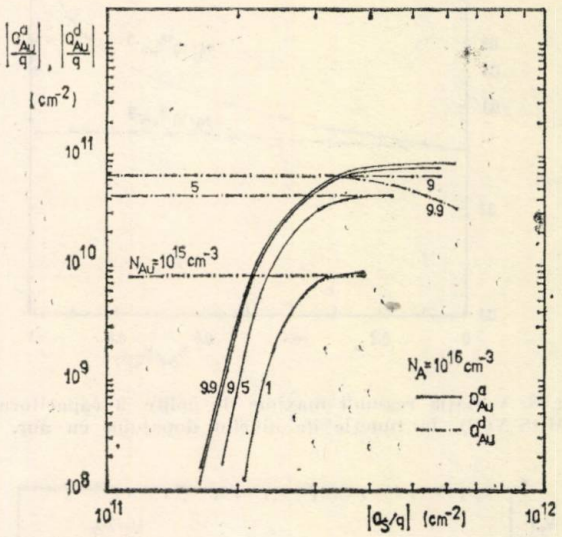


Fig. 7. Sarcina totală a atomilor de aur donori și respectiv acceptori, din regiunea de golire, în funcție de sarcina netă totală, la un capacitor MOS-P cu $N_A = 10^{16}$cm^{-3}, pentru diferite concentrații de aur.

datorită asimetriei nivelelor energetice ale aurului.

Zona din regiunea de golire în care nivelul Fermi se află deasupra nivelului acceptor este mult mai mare decît cea în care U_F se află sub nivelul donor. Cu alte cuvinte, regiunea din x_d în care atomii de aur sînt în stare acceptoare este mult mai mare decît cea în care ei se află în stare donoare. Rezultă astfel că în apropierea inversiei puternice :

$$Q_S \approx qN_D x_d - Q^a_{Au} \tag{17}$$

și creșterea concentrației de aur produce mărirea regiunii maxime de golire.

Pentru capacitorul MOS—P (figura 7), la valori mari ale potențialului de suprafață :

$$Q^a_{Au} \approx Q^d_{Au}, \tag{18}$$

fenomen datorat asimetriei nivelelor aurului în siliciu. Regiunea în care atomii de aur sînt în stare acceptoare este aproximativ egală cu cea în care ei sînt donori. Astfel în apropierea inversiei puternice :

$$Q_S \approx qN_A x_d \tag{19}$$

și dopajul cu aur nu are nici o influență asupra regiunii maxime de golire. Variația regiunii maxime de golire :

$$x_{d\max} = x_d(U_S = 2U_F), \tag{20}$$

a fost reprezentată în figura 8.

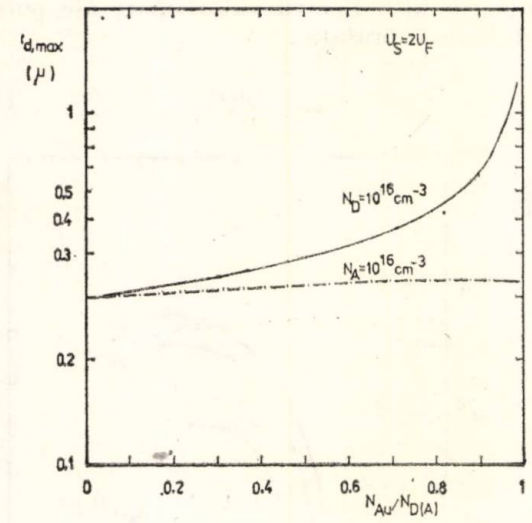


Fig. 8. Variația regiunii maxime de golire a capacitorului MOS-$N(P)$, în funcție de nivelul dopajului cu aur.

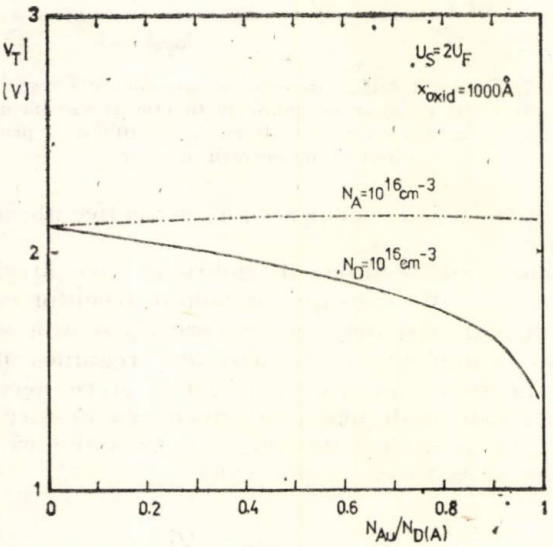


Fig. 9. Variația teoretică a tensiunii de prag la un capacitor MOS-$N(P)$ cu $N_{D(A)} = 10^{16}cm^{-3}$ și grosimea oxidului de 1 000 Å, în funcție de nivelul dopajului cu aur.

Tensiunea de prag este dată de relația :

$$V_T = \frac{kT}{q} 2U_F - \frac{kT}{q} \frac{k_S \cdot \varepsilon_0}{L_D} \frac{F(2U_F)}{C_0}, \quad (21)$$

unde C_0 este capacitatea oxidului.

Variația teoretică a tensiunii de prag (figura 9), la o grosime a oxidului de 1 000Å, este de maxim —35%. Un calcul estimativ care ține cont și de neuniformitatea profilului de aur indică însă schimbări mult mai mari în valoarea lui V_T cu creșterea concentrației de aur. Se poate arăta că eroarea relativă în calcularea lui x_d, introdusă de folosirea relației (14), este dată de :

$$\varepsilon \approx \frac{Q_{Au}}{2Q_S} 10^{-n}, \quad (22)$$

unde Q_S, Q_{Au} reprezintă sarcina totală, respectiv sarcina atomilor de aur acceptori (MOS—N) sau donori (MOS—P) din regiunea de golire. Deoarece în lucrare s-a folosit $n = 3$ pentru $MOS—N$ și $n = 2$ pentru $MOS—P$ a rezultat o eroare maximă de $\pm$ 0,2% în determinarea regiunii de golire.

Eroarea de metodă introdusă de folosirea modelului Grove este de maxim — 5% față de modelul Sah [4] bazat pe analiza unui circuit echivalent distribuit. Modelul Sah impune însă folosirea unui calculator de capacitate mare și a unui timp de rulare foarte mare. Pentru comparație precizăm că folosirea modelului relativ simplu din această lucrare pentru trasarea curbelor din figura 8 a necesitat 50 ore de rulare pe calculatorul HP 9825A.

Bibliografie

[1] *Beguwala, M., Crowell, C. R.* SSE, 17, 203 (1974).
[2] *Grove, A. S., Deal, B. E., Snow, E. H., Sah, C. T.* SSE, 8, 145 (1965).
[3] *Brews, J. R.* SSE, 17, 447 (1974).
[4] *Sah, C. T., Pierret, R. F., Tole, A. B.* SSE, 12, 681 (196 9).

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2718. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26.

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

15.3 — 21.3.1981

Leipzig merită o călătorie !

În special în martie, la Tîrgul de primăvară din Leipzig. El vă oferă tocmai în branșa electrotehnică/tehnica automatizării o privire generală asupra ofertei internaționale, pe o suprafață de expunere de 19 500 m^2, a unor firme renumite din 22 țări. Exponatele ramurilor industriale învecinate permit o largă informare, orientare și dispunere. Întreprinderile de comerț exterior din R.D.G. tratează și încheie la Tîrgurile din Leipzig două treimi din tranzacțiile sale anuale.

Un program organizat pe teme tehnico-științifice permite o privire complexă de ansamblu asupra acestei ramuri industriale și face legătura între informația tehnică și demonstrația practică a standurile expoziției.

Așteptăm vizita Dvs. !

Informații asupra călătoriei și legitimații pentru tîrg puteți obține de la ONT-Carpați sau de la Secția comercială a Ambasadei R.D.G. în R. S. România, str. Dumbrava Roșie nr. 4, București. ONT-Carpați organizează, de asemenea, și grupuri de excursioniști pentru experți și specialiști, cu participare gratuită la conferințe și demonstrațiile de specialitate.

1981 JUN 2 8

E 2040/4

Elechotech. Victor H.

REFERALVA

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 2 • FEBRUARIE 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 2 februarie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.382.233

DISTRIBUITOR DE IMPULSURI
SINTEZĂ SECVENŢIALĂ
COMANDĂ INVERTOR

Monţescu, L.: **Modalităţi de determinare a ecuaţiilor unui distribuitor de impulsuri.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 41

Se prezintă cîteva metode de determinare a ecuaţiilor unui distribuitor de impulsuri plecînd de la diagrama temporală a unui invertor de curent.

CZ 62.83

ACŢIONĂRI ELECTRICE
COMANDA OPTIMALĂ
PROGRAMARE DINAMICĂ INCREMENTALĂ
MOTOR DE CURENT CONTINUU

Popescu, Gh., Mihai, D., Tolescu, S.: **Optimizarea acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie separată prin metoda programării dinamice incrementale după stare.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 45

În lucrare se prezintă un algoritm de optimizare a acţionării cu motor de c.c. cu excitaţie separată bazat pe metoda programării dinamice incrementale. Impunîndu-se drept criteriu de performanţă minimul pierderilor electrice în înfăşurarea rotorului s-a determinat evoluţia mărimilor de stare pentru un caz concret.

CZ 621.313.323 ; 621.3.02

MAŞINA SINCRONĂ
CURENT DE EXCITAŢIE

Mihalache, M.: **Metode experimentale privind exprimarea adimensională a parametrilor înfăşurării de excitaţie a maşinii sincrone.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 53

Sînt expuse principalele relaţii de calcul şi metodele de identificare experimentată a curentului de excitaţie de bază I_{eB} utilizat în sistemul de unităţi relative cu bază X_{ad}. Valabilitatea metodelor şi relaţiilor evidenţiate este ilustrată printr-un exemplu numeric realizat cu încercări experimentale efectuat asupra unui turbogenerator de 60 MVA.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAŢII DE STARE
DIAKOPTICĂ

Topan, D.: **Obţinerea ecuaţiei de stare prin acţionări multiple ale circuitului analizat.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 60

Se propune o metodă, programabilă pe calculatoarele numerice, de obţinere a ecuaţiilor de stare pentru circuite complexe cu elemente în exces, cuplaje mutuale şi surse comandate, prin descompunerea circuitelor în multipoli.

CZ [621.311.1.026.5 ; 621.372.543] 001.5

FILTRE ELECTRICE
ECHIPAMENTE DE COMPENSARE

Râulescu, I.: **Eficienţa filtrelor electrice de putere.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 67

Se prezintă considerente şi elemente de calcul pentru aprecierea eficienţei şi măsurarea „in situ" a filtrelor electrice de putere a echipamentelor de compensare-filtrare cu receptor deformant pentru a face faţă noilor cerinţe.

CZ 621.313 : 621.3.015

MOTOARE LINIARE
REGIMURI TRANZITORII
MODELARE NUMERICĂ

Livinţ, Gh., Botez, Cl.: **Studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone la modificarea tensiunii de alimentare prin modelarea numerică.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 71

Lucrarea analizează regimurile tranzitorii la modificarea tensiunii de alimentare a sistemelor de acţionare cu motor liniar.

CZ 621.313.323 : 621.318.2

MOTOARE SINCRONE
MAGNEŢI PERMANENŢI

Vasile, N.: **Influenţa fluxurilor demagnetizante asupra performanţelor motoarelor sincrone cu magneţi permanenţi.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, p. 79

În articol se determină punctul de funcţionare pe curba de demagnetizare a magnetului permanent, prezentîndu-se în final curbe de variaţie a fluxului util funcţie de valoarea fluxului demagnetizant şi elementele schemei echivalente a circuitului magnetic al motorului, performanţele motorului fiind direct influenţate de valoarea fluxului util.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE 83

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.382.233

РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ
СИНТЕЗ СЕКВЕНЦИАЛЬНЫЙ
УПРАВЛЕНИЕ-ИНВЕРТОР

Монцеску, Л.: **Способы определения уравнений распределителя импульсов.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 41

Представлены некоторые методы определения уравнений распределителей импульсов, исходя из временных диаграмм инвертора тока.

УДК 62.83

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
ИНКРЕМЕНТАЛЬНОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ
ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Попеску, Г., Михай, Д., Толеску, С.: **Оптимизация привода с двигателем постоянного тока и независимым возбуждением методом инкрементального динамического программирования в зависимости от состояния.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 45

В работе представлен алгоритм оптимизации электропривода с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением, основанный на методе инкрементального динамического программирования. Приняв за главный критерий оптимальных характеристик наименьшие потери электричества в обмотке ротора, было определено развитие измерений состояния для одного конкретного случая.

УДК 621.313.323 : 621.3.02

СИНХРОННАЯ МАШИНА
ТОК ВОЗБУЖДЕНИЯ

Михалаке, М.: **Экспериментальные методы безразмерного выражения параметров обмоток возбуждения синхронной машины.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 53

Демонстрируются главнейшие отношения вычисления и методы экспериментального определения основного тока возбуждения I_{eB}, применяемый в системе относительных единиц с основанием X_{ad}: Пригодность описываемых методов и отношений подтверждается численным примером, полученным путём экспериментальных испытаний, проведённых на турбогенераторе в 60 МВА

УДК 621.372.4

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ
ДИАКОПТИКА

Топан, Д.: **Получение уравнения состояния путём приведения в действие различными способами анализируемых цепей.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 60

Предлагается метод, программируемый на ЭВМ, получения уравнений состояния для комплексных цепей с избыточным числом элементов, с взаимным соединением и управляемыми источниками путём разложения цепей на мультиполи.

УДК 621.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ
КОМПЕНСИРУЮЩЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Рыулеску, И.: **Эффективность силовых электрических фильтров.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 67

Представляются обоснования и элементы расчёта для определения эффективности и измерения в условиях функционирования силовых электрических фильтров компенсационно-фильтровального оборудования с помощью деформирующего приёмника для удовлетворения новых требований.

УДК 621.313 : 621.3.015

ЛИНЕЙНЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ
ЧИСЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Ливинц, Г., Ботез, Кл.: **Изучение переходных режимов линейных асинхронных двигателей при изменении напряжения питания путём числового моделирования.**

E.EA.. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 71

Работа анализирует переходные режимы при изменении напряжения питания систем привода с линейным двигателем.

УДК 621.313.323 : 621.318.2

СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ПЕРМАНЕНТНЫЕ МАГНИТЫ

Василе, Н.: **Влияние размагничивающих потоков на рабочие характеристики синхронных двигателей с постоянными магнитами.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, feb. 1981, стр. 79

В статье определяется точка функционирования на кривой размагничивания постоянного магнита; в заключение представляются кривые вариаций полезного потока в зависимости от величины размагничивающего потока и элементов эквивалентной схемы магнитной цепи двигателя, рабочих характеристик двигателя, находящихся в прямой зависимости от величины полезного потока.

НАУЧНО — ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРОПРИЯТИЯ 83

INHALT

DK 621.382.233

IMPULSVERTEILER
SEQUENZSYNTHESE
WECHSELRICHTERSTEUERUNG

Monţescu, L.: **Modalitäten zur Bestimmung der Gleichungen eines Impulsverteilers.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 41

Es werden einige Methoden zur Bestimmung der Gleichungen eines Impulsverteilers vorgestellt, wobei man von dem Zeitdiagramm eines Wechselrichters ausgeht.

DK 62.83

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
OPTIMALSTEUERUNG
DYNAMISCHE INKREMENTPROGRAMMIERUNG
GLEICHSTROMMOTOR

Popescu, Gh., Mihai, D., Tolescu, S.: **Optimierung des Antriebes mit einem fremderregten Gleichstrommotor durch die Methode der dynamischen Zustandsinkrementprogrammierung.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 45

In der Arbeit wird ein Optimierungsalgorithmus des Antriebes mit einem fremderregten Gleichstrommotor, der sich auf die Methode der dynamischen Inkrementprogrammierung stützt, vorgestellt. Da sich das Minimum der elektrischen Verluste in der Läuferwicklung als ein Leistungskriterium durchgesetzt hat, wurde die Entwicklung der Zustandsgrössen für einen konkreten Fall bestimmt.

DK 621.313.323 : 621.3.02

SYNCHRONMASCHINE
ERREGERSTROM

Mihalache, M.: **Experimentelle Methoden zum adimensionalen Ausdrücken der Parameter der Erregerwicklung einer Synchronmaschine.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 53

Es werden die wichtigsten Rechenbeziehungen und Methoden zur experimentierten Identifizierung des Grunderregerstroms I_{eB}, der im System der relativen Einheit mit der Basis X_{ad} verwendet wird, angegeben. Die Gültigkeit der hervorgehobenen Methoden und Beziehungen wird durch ein numerisches Beispiel, das mittels experimenteller an einem Turbogenerator von 60 MVA ausgeführten Versuche erhalten wurde, veranschaulicht.

DK 621.372.4

STROMKREISE
ZUSTANDSGLEICHUNGEN
DIAKOPTIK

Topan, D.: **Erhaltung der Zustandsgleichung durch vielfältige Antriebe des analysierten Stromkreises.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1971, S. 60

Es wird eine auf Digitalrechnern programmierbare Methode zur Erhaltung der Zustandsgleichungen für komplexe Stromkreise mit überschüssigen Elemanten, gegenseitigen. Koplungen und gesteuerten Quellen durch die Zerlegung der Stromkreise in Mehrpole vorgeschlagen.

DK 621.311.1.026.5 : 621.372.543 001.5

ELEKTRISCHE FILTER
KOMPENSATIONSAUSRÜSTUNGEN

Râulescu, I.: **Die Leistungsfähigkeit der elektrischen Leistungsfilter.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 67

Es werden Berechnungsstandpunkte und – elemente zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit und der „in situ'' – Messung der elektrischen Leistungsfilter der Kompensations und Filterausrüstungen mit verformtem Empfänger um den neuen Anforderungen gerecht zu werden, vorgestellt.

DK 621.313 : 621.3.015

LINEARMOTOREN
NICHSTATIONÄRERE BETRIEBARTEN
DIGITALE MODELLIERUNG

Livinţ, Gh., Botez, Cl.: **Studium der nichtstationären Betriebsarten der liniaren Asynchronmotoren bei Speisespannungsveränderung durch digitale Modellierung.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 71

Die Arbeit analysiert die nichtstationären Betriebsarten bei der Speisespannungsveränderung der Antriebssysteme mit Linearmotoren.

DK 621.313.323 : 621.318.2

SYNCHRONMOTOREN
DAUERMAGNETE

Vasile, N.: **Einfluss der entmagnetisierenden Flüsse auf die Leistungen der Synchronmotoren mit Dauermagneten**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 2, Februar 1981, S. 79

Im Artikel wird der Arbeitspunkt auf der Entmagnetisierungskurve des Dauermagnets bestimmt, wobei am Schluss die Schwankungskurven des nützlichen Flusses in Abhängigkeit vom Wert des Entmagnetisierungsflusses und die Elemente des Ersatzschaltbildes des Motormagnetkreises angegeben werden und wobei die Motorleistungen vom Wert des nützlichen Flusses unmittelbar beeinflusst werden.

TECHNISCHE WISSENSCHAFTLICHE MANIFESTATION 83

CONTENTS

DC 621.382.233

PULSE DISTRIBUTOR
SEQUENTIAL SYNTHESIS
INVERTER CONTROL

Monţescu, L.: **Modalities of Determining Equations of a Pulse Distributor.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, febr. 1981, p. 41

There are presented several methods of determining the equations of a pulse distributor starting from the temporal diagram of a current inverter.

DC 62.83

ELECTRICAL DRIVES
OPTIMAL CONTROL
INCREMENTAL DYNAMIC PROGRAMMIC
D.C. MOTOR

Popescu, Gh., Mihai, D., Tolescu, S.: **Optimization of D.C. Motor with Independent Excitation by the State Inecremental Dynamic Programming Method**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, febr. 1981, p. 45

The paper introduces an optimization algorithm for the d.c. motor drive with independent excitation based on the incremental dynamic programming method. By imposing the minimum electrical loss in the winding as a criterion of performance there was determined the evolution of the state values for a concrete situation.

DC 621.313.323 : 621.3.02

SYNCHRONOUS MACHINE
EXCITING CURRENT

Mihalache, M.: **Experimental Methods for the Dimensionless Expression of the Parameters of the Synchronous Machine Excitation Winding.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, febr. 1981, p. 53

There are presented the main calculation relations and the experimented identification methods of the base exciting current I_{eB} used in the relative unit system with root X_{aa}. The validity of the methods and relations revealed are illustrated by a numerical example realized with experimental tests on 06 MVA turbo-generator.

DC 621.372.4

ELECTRICAL CIRCUIT
STATE EQUATIONS
DIAKOPTICS

Topan, D.: **Derivation of the Equation by Multiple Drives of the Analyzed Circuit**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, frbr. 1981, p. 60

There is proposed a programmable method on digital computers for the derivation of the state equations for complex circuits with exceeding elements, mutual couplings and controlled sources, by the decomposition if the circuit in multi-poles.

DC 621.311.1.026.5 : 621.372.543 001.5

ELECTRICAL FILTERS
COMPENSATION EQUIPMENTS

Râulescu, I.: **Efficiency of Power Electric Filters**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, frbr. 1981, p. 67

There are presented considerations and computing elements for the evaluation of the efficiency and „in situ'' measurement of power electric filters of compensation-filtration equipments with a distorted receiver in order to comply with the new requirements.

DC 621.313 : 621.3.015

LINEAR MOTORS
TRANSITORY REGIME
NUMERICAL MODELLING

Livinţ, Gh., Botez, Cl.: **Study of Transitory Regimes of Asynchronous Linear Motors at the Modification of Supply Voltage by Numerical Modelling.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, febr. 1981, p. 71

The paper analyzes the transitory regimes at the modification of the supply voltage for linear motor driving systems

---

DC 621.313.323 : 621.318.2

SYNCHRONOUS MOTORS
PERMANENT MAGNETS

Vasile, M.: **Influence of Demagnetized Fluxes on the Performance of Synchronous Motors with Permanent Magnets.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 2, febr. 1981, p. 79

The paper determines the working point on the demagnetization curve of the permanent magnet, presenting at the end of the variation curve of the useful flux in terms of the value of the demagnetizing flux and the equivalent scheme elements of the motor magnetic circuit, the motor performances being directly influenced by the value of the useful flux.

TECHNICAL AND SCIENTIFICAL MANIFESTATIONS 83

SOMMAIRE

CD 621.382.233

DISTRIBUTEUR D'IMPULSIONS
SYNTHÈSE SÉQUENTIELLE
COMMANDE INVERSEUR

Monţescu, L.: **Modalités de détermination des équations d'un distributeur d'impulsions.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 41

On y présente quelques méthodes de détermination des équations d'une distributeur d'impulsions à partir du diagramme temporel d'un inverseur de courant.

CD 62.83

ENTRAINEMENTS ÉLECTRIQUES
COMMANDE OPTIMALE
PROGRAMMATION DYNAMIQUE INCRÉMENTALE
MOTEUR DE COURANT CONTINU

Popescu Gh., Mihai, D., Tolescu, S.: **Optimisation de l'entraînement par moteur de courant continu à excitation individuelle utilisant la méthode de la programmation inerémentale fonction de l'état.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 45

Dans cet ouvrage on présente un algoritme d'optimisation de l'entraînement par moteur de c.c. à excitation individuelle, optimisation réalisée au moyen de la méthode de la programmation dynamique incrémentale. Tout en imposant comme critère de performance le minimum des pertes électriques dans l'enroulement du rotor, on a déterminé l'évolution des grandeurs d'état pour un cas concret.

CD 621.313.323 : 621.3.02

MACHINE SYNCHRONE
COURANT D'EXCITATION

Mihalache, M.: **Méthodes expérimentales concernant la représentation adimensionnelle des paramètres de l'enroulement d'excitation de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 53

On y expose les principales relations de calcul et les méthodes d'identification expérimentée du courant d'excitation de base I_{eB} utilisé dans le système d'unités relatives ayant la base X_{ad}. La valabilité des méthodes et des relations mises en evidence est illustrée par un exemple numérique réalisé par des essais expérimentaux effectués sur un turbogénérateur de 60 MVA.

CD 621.372.4

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
EQUATIONS D'ETAT
DIAKOPTIQUE

Topan, D.: **Obtention de l'équation d'état par entraînements multiples du circuit analysé.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 60

On y propose une méthode programmable au moyen de calculateurs digitaux pour obtenir des équations d'état pour circuits complexes ayant des éléments à l'excès, connexions réciproques et sources commandées, méthode utilisant la décomposition des circuits en multi-pôles.

CD 621.311.1.026.5 : 621.372.543 001.5

FILTRES ÉLECTRIQUES
ÉQUIPEMENTS DE COMPENSATION

Răulescu, I.: **Efficience des filtres électriques de puissance**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 67

On y présente des considérents et des éléments de calcul pour apprécier l'efficience et la mesure „in situ'' des filtres électriques de puissance des équipements de compensation-filtrage au moyen d'un récepteur déformé pour satisfaire les nouvelles exigences.

CD 621.313 : 621.3.015

MOTEURS LINÉAIRES
RÉGIMES TRANSITOIRES
MODÉLISATION DIGITALE

Livinţ, Gh., Botez, Cl.: **Etude des régimes transitoires des moteurs linéaires asynchrones au cas de la modification de la tension d'alimentation par modélisation digitale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 71

L'ouvrage analyse les régimes transitoires au cas de la modification de la tension d'alimentation des systèmes d'entraînement par moteur linéaire.

CD 621.313.323 : 621.318 .2

MOTEURS SYNCHRONES
AIMANTS PERMANENTS

Vasile, N.: **Influence des flux démagnétisants sur les performances des moteurs synchrones à aimants permanents.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 2, février 1981, p. 79

On y détermine le point de fonctionnement sur la courbe de démagnétisation de l'aimant permanent présentant finalement des courbes de variation du flux utile fonction de la valeur de flux démagnétisant et des éléments du schéma équivalent du circuit magnétique du moteur, les performances du moteur étant directement influencées par la valeur du flux utile.

MANIFESTATIONS TECHNICO-SCIENTIFIQUES 83

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.382.233

DISTRIBUITOR IMPULSURI
SINTEZA SECVENŢIALĂ
COMANDĂ INVERTOR

Modalităţi de determinare a ecuaţiilor unui distribuitor de impulsuri

LIVIU MONŢESCU * — Craiova

Introducere

Pentru determinarea ecuaţiilor de comandă a unui circuit secvenţial, în particular a unui distribuitor de impulsuri, după o diagramă temporală sau specificaţie, există multiple posibilităţi, enumerate în literatura de specialitate [1, 4].

În cele ce urmează metodele prezentate au fost subordonate tipurilor şi complexităţii componentelor utilizate şi aplicate cazului unui invertor de curent cu stingere autonomă figurile 1, 2. S-a ales acest exemplu deoarece comanda unor asemenea invertoare se face, în general, pe principiul modulaţiei sinusoidale în impulsuri, lucrarea contribuind la determinarea altor posibilităţi avînd la bază ecuaţiile logice obţinute prin sinteză secvenţială.

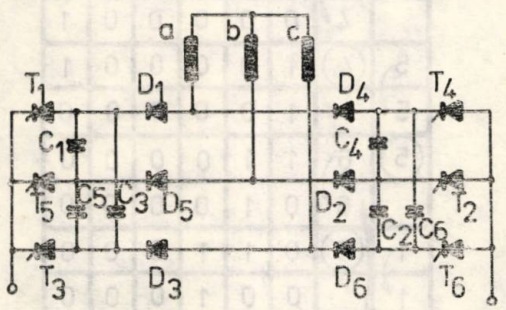


Fig. 1. Schema electrică de principiu a invertorului de curent.

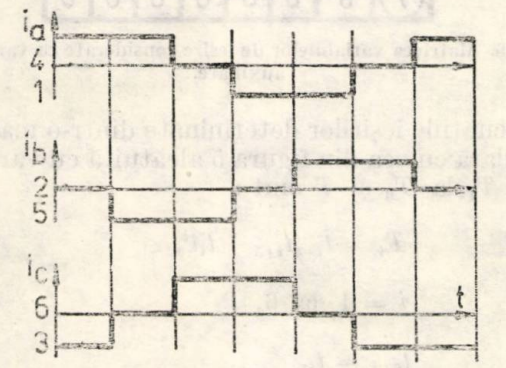


Fig. 2. Diagrama temporală a invertorului de curent.

* ing. *Liviu Monţescu* — C.C.S.I.T. — „Electroputere" Craiova

1. Sinteza secvenţială prin circuite asincrone

1.1 *Ataşarea de variabile auxiliare*

Se consideră circuitul care urmează să fie proiectat ca o maşină secvenţială a cărei evoluţie în timp poate fi descrisă prin ecuaţiile:

$$Y(t+\tau =)G(X(t),\ Y(t)), \qquad (1)$$

$$Z(t) = H(X(t),\ Y(t)),$$

unde X şi Y sînt, în cazul general, vectori de intrare şi reacţie, τ reprezintă întîrzierea apariţiei stării următoare plecînd de la starea prezentă după modificarea vectorului de intrare, iar Z vectorul de ieşire.

Considerînd ca mărime de intrare impulsurile T furnizate de convertorul tensiune-frecvenţă din cadrul schemei de reglare şi ca mărime de ieşire timpii de conducţie ai tiristorilor T_1 la T_6, se poate construi matricea de faze, figura 3, care oglindeşte evoluţia cerută a sistemului.

T		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
000	(1)	2	0	0	1	1	0	0
001	3	(2)	0	0	0	1	1	0
011	(3)	4	0	0	0	0	1	1
111	5	(4)	1	0	0	0	0	1
110	(5)	6	1	1	0	0	0	0
100	1	(6)	0	1	1	0	0	0

Fig. 3. Matricea de faze pentru diagrama din figura 2.

Observaţie : Impulsul T s-a considerat ca două schimbări de nivel (în tensiune sau curent), caz în care problema sintezei în impulsuri se reduce la cea a sintezei în nivele.

Liniilor acestei matrice li se ataşează, conform metodei Huffman, trei variabile secundare Y_1, Y_2, Y_3. Matricea variabilelor secundare corespunzînd acestei codificări este prezentată în figura 4. Sinteza ei dă ecuaţiile :

$$\begin{aligned} Y_1 &= y_1y_2 + (y_1 + y_2)t, \\ Y_2 &= y_2y_3 + (y_2 + y_3)\bar{t}, \\ Y_3 &= \bar{y}_1y_3 + (\bar{y}_1 + y_3)t. \end{aligned} \tag{2}$$

Matricea variabilelor de ieşire este dată în figura 5. Din ea rezultă ecuaţiile :

$$\begin{aligned} T_1 &= y_1y_2\bar{t} + y_2y_3t + (y_1y_3), \\ T_2 &= y_1y_2\bar{t} + y_1\bar{y}_3t + (y_2\bar{y}_3), \\ T_3 &= \bar{y}_2\bar{y}_3\bar{t} + y_1\bar{y}_3t + (y_1\bar{y}_2), \\ T_4 &= \bar{y}_2\bar{y}_3\bar{t} + \bar{y}_1\bar{y}_2t + (\bar{y}_1\bar{y}_3), \\ T_5 &= \bar{y}_1y_3\bar{t} + \bar{y}_1\bar{y}_2t + (\bar{y}_2y_3), \\ T_6 &= \bar{y}_1y_3\bar{t} + y_2y_3t + (\bar{y}_1y_2). \end{aligned} \tag{3}$$

Ecuaţiile (3) nu au fost restrînse pentru a se pune în evidenţă folosirea în comun de către mai multe variabile de ieşire a termenilor care definesc aceste variabile ceea ce conduce la un coeficient de structură mai avantajos.

$Y_1Y_2Y_3$ \ T	—
0 0 0	0 0 1
0 1 1	0 0 1
0 1 1	1 1 1
1 1 0	1 0 0
1 1 0	1 1 1
0 0 0	1 0 0

Fig. 4. Matricea variabilelor auxiliare corespunzătoare, figura 3.

Pentru evitarea hazardului în ecuaţiile de ieşire au fost cuprinşi şi termenii corespunzători grupelor de închidere (în paranteză).

1.2 Utilizarea variabilelor de ieşire ca variabile auxiliare

Pentru folosirea acestei posibilităţi s-a alcătuit matricea din figura 6 în care tranziţiile dintr-o stare a ieşirii în alta se fac cu ajutorul unor stări intermediare astfel încît să nu se schimbe decît un bit, iar funcţionarea să fie conform specificaţiei date.

$Y_1Y_2Y_3$ \ T	—
0 0 1 1 0 0	0 0 0 1 1 0
0 0 0 0 1 1	0 0 0 1 1 0
0 0 0 0 1 1	1 0 0 0 0 1
1 1 0 0 0 0	0 1 1 0 0 0
1 1 0 0 0 0	1 0 0 0 0 1
0 0 1 1 0 0	0 1 1 0 0 0

Fig. 5. Matricea variabilelor de ieşire corespunzătoare, figura 4.

		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
(1)	2	0	0	1	1	0	0
	2'	0	0	0	1	0	0
3	(2)	0	0	0	1	1	0
3'		0	0	0	0	1	0
(3)	4	0	0	0	0	1	1
	4'	0	0	0	0	0	1
5	(4)	1	0	0	0	0	1
5'		1	0	0	0	0	0
(5)	6	1	1	0	0	0	0
	6'	0	1	0	0	0	0
1	(6)	0	1	1	0	0	0
1'		0	0	1	0	0	0
(7)	6	0	0	0	0	0	0

Fig. 6. Matricea variabilelor de ieşire considerate ca variabile auxiliare.

Ecuaţiile ieşirilor determinate dintr-o matrice similară cu cea din figura 5 alcătuită cu variabilele T_1 la T_6 şi T sînt :

$$\begin{aligned} T_i &= \bar{t}_{i+4}t_{i+5} + t_it^i, \\ i &= 1 \text{ la } 6, \\ t_{6+i} &= t_i, \\ t^i &= \begin{cases} \bar{t} \text{ pentru } i = 2i - 1, \\ t \text{ pentru } i = 2i. \end{cases} \end{aligned} \tag{4}$$

Deoarece în momentul conectării circuitul are toate ieşirile zero, este necesară introducerea unei stări care să permită începerea ciclului în momentul apariţiei primului impuls. Această nouă stare determină apariţia în ecuaţia lui T_2 din relaţiile (4) a termenului $\bar{t}_4\bar{t}_6 t$.

1.3 Utilizarea unui divizor

Se presupune că un numărător este compus din trei celule binare şi reacţiile necesare realizării unei divizări cu şase.

Q_1	Q_2	Q_3	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
0	0	0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	1	1	1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	0	0	0

Fig. 7. Matricea de faze pentru cazul utilizării unui divizor.

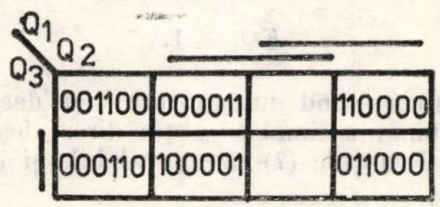


Fig. 8. Matricea variabilelor de ieşire corespunzătoare, figura 7.

Fie Q_1, Q_2, Q_3 ieşirile numărătorului. Corespunzător secvenţei de numărare se ataşează ca mărime de ieşire secvenţa comenzilor T_1 la T_6 ce trebuie obţinută, figura 7. Sintetizînd conform matricei din figura 8 se obţin ecuaţiile :

$$T_1 = Q_2Q_3 + Q_1\bar{Q}_3,$$

$$T_2 = Q_1,$$

$$T_3 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3 + Q_1Q_3, \qquad (5)$$

$$T_4 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2,$$

$$T_5 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3 + Q_2\bar{Q}_3,$$

$$T^6 = Q_2.$$

Sinteza numărătorului se va trata detaliat în cadrul metodelor următoare.

2. Sinteza secvenţială prin circuite sincrone

2.1 Metoda sintezei unui generator de faze

Se ştie că pentru generarea secvenţelor de semnale care comandă efectuarea eşalonată a operaţiilor elementare într-un sistem de calcul numeric se folosesc scheme logice formate dintr-un numărător şi un decodificator. Partea de numărare a circuitului se poate realiza, pentru cazul considerat, cu un numărător binar cu trei celule.

Se admite ca secvenţă de numărare succesiunea codurilor binare din figura 9. Secvenţa de şase faze dorită este dată în figura 10.

T	Q_1	Q_2	Q_3
1	0	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	1

Fig. 9. Secvenţa de numărare impusă.

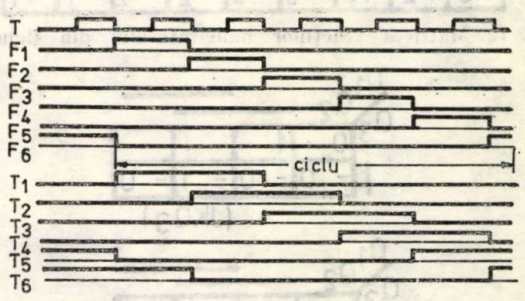


Fig. 10. Secvenţa fazelor şi comenzii tiristorilor.

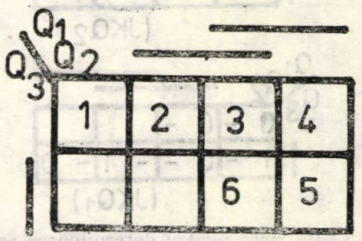


Fig. 11. Matricea generatorului de faze.

Transpunînd tabelul din figura 9 în matricea din figura 11 rezultă ecuaţiile :

$$F_1 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2,$$
$$F_2 = \bar{Q}_1 Q_2,$$
$$F_3 = Q_1 Q_2 \bar{Q}_3,$$
$$F_4 = Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3, \quad (6)$$
$$F_5 = \bar{Q}_2 Q_3,$$
$$F_6 = Q_2 Q_3.$$

Adăugînd în figura 10 secvenţa comenzii tiristoarelor se observă că tiristorul T_i trebuie comandat în momentul apariţiei fazei F_i şi automenţinut pînă la apariţia fazei F_{i+2}. Rezultă astfel ecuaţiile :

$$T_i = F_i + t_i\bar{F}_{i+2}\,;\ i = 1\ldots 6\,;\ F_{6+i} = F_i. \quad (7)$$

Pentru sinteza ecuaţiilor numărătorului se utilizează tabelul excitaţiilor unui bistabil JK şi secvenţa de numărare dorită rezultînd intrările circuitelor bistabile, figura 12.

Secvenţa de numărare			Intrările circuitelor bistabile					
0	0	0	0	×	1	×	0	×
0	1	0	1	×	×	0	0	×
1	1	0	×	0	×	1	0	×
1	0	0	×	0	0	×	1	×
1	0	1	×	0	1	×	×	0
1	1	1	×	1	×	1	×	1
Q_3	Q_2	Q_1	JQ_3	KQ_3	JQ_2	KQ_2	JQ_1	KQ_1

Fig. 12. Matricea reacţiilor numărătorului din figura 9.

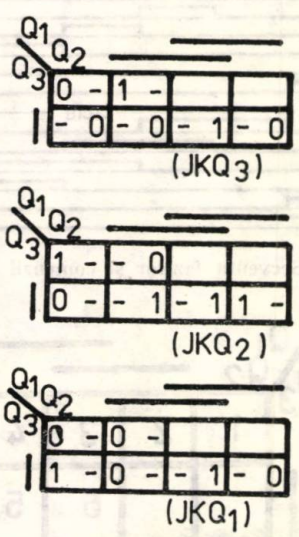


Fig. 13. Matricea pentru determinarea ecuaţiilor corespunzătoare, figura 12.

Sintetizînd conform figurii 13 se determină ecuaţiile de comandă ale numărătorului :

$$JQ_3 = Q_2,$$
$$KQ_3 = Q_1 Q_2,$$
$$JQ_2 = Q_1 + \bar{Q}_3, \quad (8)$$
$$KQ_2 = Q_3,$$
$$JQ_1 = \bar{Q}_2 Q_3,$$
$$KQ_1 = Q_2.$$

2.2 Utilizarea unui decodificator binar zecimal

Această metodă este similară celei prezentată la punctul 2.1 cu deosebirea că foloseşte în locul unui decodificator sintetizat unul integrat. În acest caz numărătorul binar zecimal pentru divizare cu şase are ecuaţiile :

$$JQ_3 = Q_1 Q_2,$$
$$KQ_3 = Q_1,$$
$$JQ_2 = Q_1\bar{Q}_3, \quad (9)$$
$$KQ_2 = Q_1,$$
$$JQ_1 = 1,$$
$$KQ_1 = 1.$$

Interconectînd numărătorul cu decodificatorul binar zecimal se obţin direct ieşirile F_1 la F_6. Ecuaţiile (7) rămîn valabile şi în acest caz.

2.3 Utilizarea unui registru de deplasare cu reacţie

Registrele de deplasare se caracterizează prin aceea că la fiecare impuls de decalare conţinutul fiecărui circuit basculant se transmite vecinului său din dreapta, în primul circuit basculant înscriindu-se o informaţie externă sau în cazul registrelor de deplasare cu reacţie starea pierdută de ultimul circuit.

Secvenţa de deplasare						Intrările circuitelor bistabile											
Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	JQ_1	KQ_1	JQ_2	KQ_2	JQ_3	KQ_3	JQ_4	KQ_4	JQ_5	KQ_5	JQ_6	KQ_6
0	0	0	0	0	0	0	×	0	×	1	×	1	×	0	×	0	×
0	0	1	1	0	0	0	×	0	×	×	1	×	0	1	×	0	×
0	0	0	1	1	0	0	×	0	×	0	×	×	1	×	0	1	×
0	0	0	0	1	1	1	×	0	×	0	×	0	×	×	1	×	0
1	0	0	0	0	1	×	0	1	×	0	×	0	×	0	×	×	1
1	1	0	0	0	0	×	1	×	0	1	×	0	×	0	×	0	×
0	1	1	0	0	0	0	×	×	1	×	0	1	×	0	×	0	×

Fig. 14. Matricea reacţiilor registrului de deplasare.

Plecînd de la situaţia în care nici una din celulele registrului nu este excitată, figura 14, se impune starea viitoare pe care trebuie să o ia acestea şi se asigură, după ultima combinaţie, o reacţie care să conducă la reluarea ciclului din cea de a doua combinaţie. Procedînd similar sintezei de la punctul 2.1 se obţin ecuaţiile :

$$\begin{aligned} JQ_1 &= Q_6, & KQ_1 &= Q_2, \\ JQ_2 &= Q_1 & KQ_2 &= Q_3, \\ JQ_3 &= \bar{Q}_4\bar{Q}_6, & KQ_3 &= Q_4, \\ JQ_4 &= \bar{Q}_1\bar{Q}_5, & KQ_4 &= Q_5, \\ JQ_5 &= Q_4, & KQ_5 &= Q_6, \\ JQ_6 &= Q_5, & KQ_6 &= Q_1. \end{aligned} \qquad (10)$$

Concluzii

În lucrare sînt prezentate cîteva posibilităţi de determinare a ecuaţiilor unui distribuitor de impulsuri pornind de la diagrama temporală şi folosind principiile sintezei secvenţiale.

Ecuaţiile rezultate pentru cazul invertorului cu stingere autonomă contribuie la îmbogăţirea sistemelor de comandă concepute pentru acest tip de invertor care, datorită avantajelor specifice ca : schemă simplă, tiristori lenţi, funcţionare în toate cele patru cadrane etc., capătă o pondere tot mai mare în acţionările reglabile folosind motoare asincrone. Totodată, urmărind metodele expuse se creează posibilitatea realizării acestor sisteme de comandă funcţie de tipul şi complexitatea circuitelor electronice disponibile.

Bibliografie

[1] *Pop, V., Popovici, V.* Circuite de comutare aplicate în calculatoarele electronice. Ed. Facla, 1976.
[2] *Kelemen, A. ,Imecs, M.* Mutatoare. E.D.P., 1978.
[3] *Braşovan, M., Seracin, E.* ş.a. Acţionări electrice. Aplicaţii industriale. Bucureşti, E.T., 1977.
[4] *Naslin P.* Circuite logice şi automatizări secvenţiale. Bucureşti, E.T., 1967.
[5] *Bruderlink, M., Lorenzen, H. V.* ş.a. Cele două sisteme de bază pentru reglarea turaţiei. În : ETZ-A.Bd.91/1970.
[6] *Ţopa, I.* Comanda invertoarelor cu modulaţie în lăţime pentru acţionări reglabile În : E.E.A. Electrotehnica **26**, nr. 5/1978.

CZ 62.83

ACŢIONĂRI ELECTRICE
COMANDĂ OPTIMĂ
PROGRAMARE DINAMICĂ INCREMENTALĂ
MOTOR DE CURENT CONTINUU

Optimizarea acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie separată prin metoda programării dinamice incrementale după stare

GHEORGHE POPESCU, DAN MIHAI şi SILVIU ŢOLESCU * — Craiova

Introducere

Majoritatea autorilor care tratează problema optimizării (după diferite criterii de performanţă) acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie separată [1, 2, 3, 4] apelează la metodele clasice : calculul variaţional şi principiul maximului. Aceste metode prezintă numeroase dezavantaje :

— nu pot fi aplicate unor sisteme cu mai mult de două variabile de stare decît cu mari dificultăţi sau deloc ;

— lucrează după criterii de optim simple şi în condiţiile unui număr minim de restricţii aplicate sistemului ;

— majoritatea variantelor la aceste metode nu furnizează practic o lege de comandă optimală, ci secvenţa optimă a uneia din variabilele de stare pentru ciclul impus acţionării (regulatorul după acea variabilă conduce sistemul spre optim) ;

— oferă posibilităţi scăzute de elaborare a unui algoritm pentru utilizarea calculatorului numeric.

În cele ce urmează se propune un algoritm de optimizare a acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie separată bazat pe metoda programării dinamice incrementale (PDI) [5], care nu este afectat de dezavantajele menţionate mai sus. Metoda se poate aplica sistemelor multivariabile liniare sau neliniare, deterministe sau stochastice, cu criterii de performanţă complicate şi cu o largă varietate de restricţii — cu cît numărul de restricţii este mai mare cu atît timpul de calcul este mai mic.

*Dr. ing. *Popescu, G.* este şef de lucrări la Catedra de maşini, aparate şi acţionări electrice de la Facultatea de electrotehnică a Universităţii din Craiova, ing. *Ţolescu, S.* este asistent la aceeaşi catedră, iar ing. *Mihai, D.* este inginer stagiar la OLTCIT — Craiova.

1. PDI — elementele fundamentale

Fie sistemul descris de ecuația:

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x},\ \bar{u},\ t), \tag{1}$$

în care $\bar{x}$ este vectorul de stare, iar $\bar{u}$ vectorul de comandă.

Pentru criteriul de performanță:

$$J = \int_{t_0}^{t} l[\bar{x}(\sigma),\ \bar{u}(\sigma),\ t]\mathrm{d}\sigma + \psi[\bar{x}(t_f),\ t_f], \tag{2}$$

se definește „costul" minim de la starea $\bar{x}$, timpul t scurgîndu-se spre timpul final t_f:

$$I(\bar{x},\ t) = \operatorname*{Min}_{\substack{u(\sigma)\in U \\ t\leqslant\sigma\leqslant t_f}} \int_{t}^{t_f} l[\bar{x}(\sigma),\ \bar{u}(\sigma),\ \sigma]\mathrm{d}\sigma + \psi[\bar{x}(t_f),\ t_f]. \tag{3}$$

Se consideră restricțiile puse sub forma:

— pentru variabilele de stare:

$$\Phi(\bar{x},\ t) \leqslant 0, \tag{4}$$

sau:

$$\beta_i^- \leqslant x_i \leqslant \beta_i^+, \tag{5}$$

unde: β_i^-, β_i^+ pot varia cu t,

— pentru variabilele de control:

$$\psi(\bar{x},\ \bar{u},\ t) \leqslant 0, \tag{6}$$

sau:

$$\alpha_j^- \leqslant u_j \leqslant \alpha_j^+. \tag{7}$$

Cu principiul optimului formulat de Bellman [6] se ajunge la ecuația funcțională iterativă fundamentală pentru PDI:

$$I(\bar{x},\ t) = \operatorname*{Min}_{u\in U} \{l[\bar{x},\ \bar{u},\ t]\delta t + I[\bar{x} + f(\bar{x},\ \bar{u},\ t)\delta t,\ t + \delta t]\}. \tag{8}$$

În locul lui t se poate lua oricare variabilă de etapă, continuă sau discretă.

Se cuantifică (de preferință uniform) variabilele:

$$\left.\begin{aligned} x_i &= \beta_i^+ + j_i \cdot \Delta x_i \\ j_i &= 1, 2, \ldots, H_i \\ N_i\Delta x_i &= \beta_i^+ - \beta_i^- \end{aligned}\right\}, \tag{9}$$

$$\left.\begin{aligned} t &= t_f - s\Delta t \\ s &= 1, 2, \ldots, S \\ S\Delta t &= t_f - t_0 \end{aligned}\right\}. \tag{10}$$

Vectorii de control, în număr finit, se consideră dați de mulțimea:

$$U = \{\bar{u}^{(1)},\ \bar{u}^{(2)},\ \ldots,\ \bar{u}^{(M)}\}. \tag{11}$$

Dacă în varianta lui Bellman, o valoare a comenzii se aplică pînă cînd t creștea cu Δt, în PDI o comandă este aplicată pînă cînd cel puțin una din componentele stării $\bar{x}$ se schimbă cu incrementul respectiv Δx_i:

$$\delta t = \operatorname*{Min}_{i=1,\,2,\,\ldots,\,n} \left\{ \frac{\Delta x_i}{|f_i(\bar{x},\ \bar{u},\ t)|},\ \Delta t \right\}. \tag{12}$$

Aceasta este particularitatea fundamentală a PDI și are consecințe importante, reducînd cu multe ordine de mărime timpul de calcul și volumul de memorie cerute de un program.

Dacă δt se determină aplicînd o valoare a comenzii pînă cînd traiectoria atinge un hipercub n-dimensional cu centrul în starea prezentă $\bar{x}$ și cu latura $2\Delta x_i$ pe axa x_i, starea următoare este totdeauna legată de cea prezentă în sensul că cele două stări diferă cu cel mult Δx_i pe axa x_i.

Întrucît, în cazul general starea următoare $\bar{x}(t + \delta t)$, dată de o relație obținută prin discretizarea ecuației (1):

$$\bar{x}(t + \delta t) = \bar{x}(t) + f(\bar{x},\ \bar{u},\ t)\delta t, \tag{13}$$

nu este cuantificată, „costul" minim asociat ei se calculează prin interpolări la momentul $t + \delta t$ (algoritmul începe de la momentul final t_f spre originea t_0). Avantajul PDI constă în aceea că se reține în memoria calculatorului doar valorile funcției „cost" minim asociate stărilor cuantificate legate de starea prezentă și nu ale tuturor stărilor admisibile (în număr exagerat de mare pentru multe variabile și la discretizări fine).

A doua particularitate a PDI constă în gruparea calculelor în blocuri, obținute prin partiționarea spațiului $n + 1$ dimensional (stare + timp) în subunități rectangulare. Un bloc acoperă w_i incremenți pe axa x_i și ΔT unități de timp pe axa t. Blocul $B(j_0, j_1, \ldots, j_n)$ se definește prin relațiile:

$$(j_i - 1)w_i\Delta x_i \leqslant x_i - \beta_i^- \leqslant j_i w_i \Delta x_i, \tag{14}$$

$$(j_0 - 1)\Delta T \leqslant t - t_0 \leqslant j_0\Delta T, \tag{15}$$

cu :

$$\left.\begin{aligned} &i = 1, 2, \ldots, n \\ &j_i = 1, 2, \ldots, J_i \\ &J_i w_i \Delta x_i = \beta_i^+ - \beta_i^- \\ &j_0 = 1, 2, \ldots, J_0 \\ &J_0 \Delta t = t_f - t_0 \end{aligned}\right\}. \tag{16}$$

Blocurile se prelucrează secvenţial într-o ordine care să asigure date suficiente pentru calculele de la momentul t. Prin determinarea traiectoriei limită de terminabilitate (peste care nu mai este posibilă prin nici o secvenţă de comenzi atingerea punctului final), o parte din blocuri pot fi eliminate de la început din calcule.

2. Modelul dinamic

Cu notaţiile utilizate în teoria acţionărilor electrice, ecuaţiile funcţionale ale acţionării cu motor de curent continuu, scrise în unităţi relative [7] sînt :

$$u_a = e + c_1 i_a + c_2 \frac{di_a}{d\tau}, \tag{17}$$

$$u_e = i_e + d_1 \frac{di_e}{d\tau} + d_2 \frac{di_e}{d\tau}, \tag{18}$$

$$\varphi = i_e, \tag{19}$$

$$e = \varphi \nu, \tag{20}$$

$$\mu = \varphi i_a, \tag{21}$$

$$\frac{d\nu}{d\tau} = \mu - \mu_s. \tag{22}$$

În relaţiile (17) ... (22) s-au folosit următoarele notaţii $u_a = U_a/E_N$ — tensiunea de alimentare a indusului; $e = E/E_N$ — t.e.m. indusă în înfăşurarea indusului; $c_1 = R_a I_{aN}/E_N$; $i_a = I_a/I_{aN}$ — curentul din indus; $c_2 = L_a I_{aN}/T_m I_{aN}$; $T_m = J\Omega_N/M_N$ — constanta mecanică de timp; $\tau = t/T_m$ — timpul; $u_e = U_e/U_{eN}$ — tensiunea aplicată circuitului inductor; $i_e = I_e/I_{eN}$ — curentul de excitaţie; $d_1 = L_{e\sigma}/R_e T_m$; $d_2 = L_{eao} S_n/R_e T_m$; $\varphi = \Phi/\Phi_N$ — fluxul; $\nu = \Omega/\Omega_N$ — viteza unghiulară; $\mu = M/M_N$ — cuplul electromagnetic; $\mu_S = M_S/M_N$ — cuplul static.

Drept criteriu de performanţă s-au considerat pierderile de energie în înfăşurarea rotorului :

$$q = \int_{\tau_0}^{\tau_f} i_a^2 d\tau. \tag{23}$$

Restricţiile impuse acţionării :

$$|\nu| \leqslant \nu_{max}, \tag{24}$$

$$|i_a| \leqslant i_{max}, \tag{25}$$

$$\left|\frac{d\nu}{d\tau}\right| \leqslant \left(\frac{d\nu}{d\tau}\right)_{max}, \tag{26}$$

$$\left|\frac{di_a}{d\tau}\right| \leqslant \left(\frac{di_a}{d\tau}\right)_{max}, \tag{27}$$

$$u_a \leqslant U_{a\,max}, \tag{28}$$

$$\varphi_{min} \leqslant \varphi \leqslant 1. \tag{29}$$

Condiţiile iniţiale :

$$\alpha(\tau_0) = 0, \tag{30}$$

unde α este deplasarea unghiulară în unităţi relative :

$$\nu(\tau_0) = 0, \tag{31}$$

$$\left(\frac{d\nu}{d\tau}\right)_{\tau_0} = 0, \tag{32}$$

$$i_a(\tau_0) = i_S. \tag{33}$$

Condiţiile finale sînt legate de programul de lucru. Impunînd sistemului ca după timpul $\tau_f - \tau_0$ să termine efectuarea deplasării impuse α_f, condiţiile finale se formulează astfel :

$$\alpha(\tau_f) = \alpha_f, \tag{34}$$

$$\nu(\tau_f) = 0, \tag{35}$$

$$\left(\frac{d\nu}{d\tau}\right)_{\tau_f} = 0, \tag{36}$$

$$i_a(\tau_f) = 0. \tag{37}$$

Nu s-au făcut referiri la circuitul de excitaţie dat fiind faptul că odată obţinută secvenţa optimă de comandă pentru flux $\varphi_{optim\,k}(k = 1, 2, \ldots, k)$ ecuaţia circuitului respectiv se poate rezolva numeric în scopul calculării secvenţei optime pentru tensiunile de alimentare. Aceasta se poate rezolva chiar în condiţiile luării în consideraţie a neliniarităţilor circuitului respectiv, cu condiţia implementării prin puncte a curbei $\varphi = f(i_e)$. În acest sens s-a realizat un subprogram pentru calculator. Dacă s-ar lucra cu toate ecuaţiile în bloc ar fi

necesară a patra variabilă de stare, iar optimizarea ar constitui o sarcină extrem de dificilă chiar şi în cazul PDI.

Folosind notaţiile utilizate în teoria sistemelor modelul final simplificat corespunzător evoluţiei dinamice este :

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 - 1 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{c_2} x_2 - \frac{c_1}{c_2} x_3 + \frac{1}{c_2} u_1 \end{aligned}\right\}, \tag{38}$$

criteriul de performanţă :

$$q = \int_0^{\tau} x_3^2 d\tau, \tag{39}$$

restricţiile :

$$\left.\begin{aligned} o &\leqslant x_1 \leqslant x_{1f} \\ o &\leqslant x_2 \leqslant 1 \\ o &\leqslant |x_3| \leqslant 2 \\ o &\leqslant |u_1| \leqslant 1{,}2 \end{aligned}\right\}, \tag{40}$$

condiţii iniţiale :

$$\left.\begin{aligned} x_1(o) &= 0 \\ x_2(o) &= 0 \\ x_3(o) &= 1 \\ \dot{x}_2(o) &= 0 \end{aligned}\right\}, \tag{41}$$

şi condiţiile finale :

$$\left.\begin{aligned} x_1(\tau_f) &= x_{1f} \\ x_2(\tau_f) &= 0 \\ x_3(\tau_f) &= 0 \\ \dot{x}_2(\tau_f) &= 0 \end{aligned}\right\}, \tag{42}$$

unde cu x s-au notat variabilele de stare iar cu u variabila de control, adoptîndu-se $\mu_S = 1$ şi $\varphi = 1$. Modelul propus corespunde comenzii prin indus.

Chiar în condiţiile simplificărilor prezentate, relaţiile (38) — (42) descriu sistemul în condiţii mai generale decît cazurile întîlnite în literatura de specialitate [1, 2, 3, 4].

Problema de optimizat se formulează astfel : fiind dat sistemul descris de ecuaţiile (38) să se determine secvenţa $U_{1l,\,\mathrm{optim}}(l = 1, 2, \ldots, L)$ care conduce sistemul din starea iniţială (41) în starea finală (42), cu respectarea restricţiilor (40) şi minimizînd criteriul de performanţă (39).

3. Algoritmul de calcul

3.1. — *Implementarea subprogramelor de tip subrutine*

În program s-au utilizat următoarele subrutine :

a. MIN — furnizează minimul unui şir neordonat ;

b. MAX — furnizează maximul unui şir neordonat ;

c. INCREM — test pentru terminabilitatea stărilor. O stare se numeşte terminabilă dacă există o secvenţă de comenzi permise prin care din starea respectivă se ajunge în starea finală. INCREM utilizează principiul specific PDI şi anume că starea următoare se află în interiorul (cel mult pe frontiera) unui hipercub centrat în starea prezentă $\bar{x}(\tau)$ şi de dimensiuni $2\Delta x_i$ pe axa x_i. Subprogramul realizează astfel încadrarea fiecărei componente a stării următoare (rezultată din starea prezentă prin aplicarea comenzii) între o limită inferioară şi una superioară dar care diferă cu un increment, din şirul stărilor terminabile de la momentul $\tau + \Delta\tau$, componentă cu componentă. Datorită corespondenţei biunivoce între o componentă a stării şi indicele ei de cuantificare j_i, se lucrează pentru comoditate cu aceşti indici.

Cînd INCREM a reuşit încadrarea tuturor celor 3 componente ale stării următoare între nivelele cuantificate ale unor stări terminabile de la momentul $\tau + \Delta\tau$, limitele de încadrare fiind reţinute, se trece la alt test de terminabilitate. În caz contrar subprogramul are o ieşire specială RETURN i şi controlul respectiv este eliminat — nu poate conduce la starea finală urmat de o altă secvenţă de controale ; se trece la comanda următoare pentru aceiaşi stare. Dacă pentru nici o comandă nu se reuşeşte încadrarea, starea testată se declară neterminabilă, trecîndu-se la analiza altei stări admise.

INCREM nu conţine ciclări ci numai blocuri de decizie, încît timpul necesar parcurgerii acestui subprogram este foarte mic.

d. INCID — realizează următoarele : avînd trei şiruri de numere (neordonate) şi trei numere, caută un rang al şirurilor la care secvenţa termenilor respectivi (cîte unul din fiecare şir) să coincidă cu secvenţa celor trei numere. Cînd nu există un asemenea rang, INCID se termină printr-o ieşire specială tip RETURN i. Necesitatea acestui subprogram decurge din următoarele : INCREM încadrează fiecare componentă a stării generale între nivelele succesive ale componentelor corespunzătoare de la $\tau + \Delta\tau$; deşi fiecare componentă a unui vector de stare este într-o zonă de terminabilitate a componenţei respective, nu rezultă însă că

și starea globală este într-o zonă de terminabilitate, curba limită de terminabilitate putînd avea orice formă.

Figura 1 justifică grafic necesitatea testului INCID. Subprogramul INCID este util pentru mai mult de o variabilă de stare și nu are

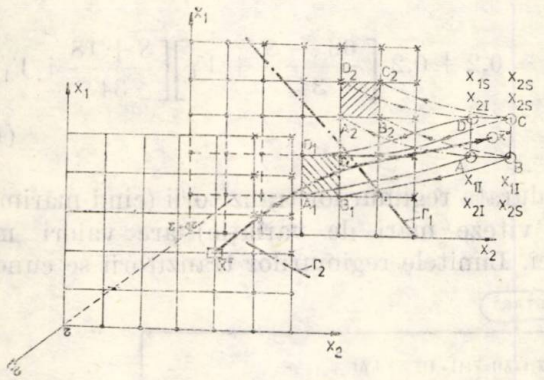


Fig. 1. Explicativă la necesitatea subrutinei INCID.

parametri de ieșire, contînd numai dacă iese din subprogram pe ieșirea normală sau pe RETURN *i*, în acest ultim caz controlul analizat fiind eliminat (sau starea, dacă pentru ea s-au testat toate comenzile). INCID constituie al doilea test și ultimul pentru terminabilitatea stărilor.

3.2. — *Procedura de inițializare a grilei PDI*

Specifică stările terminabile și parametri de optim (asociați comenzii și pierderilor) la momentul $\tau_f - \Delta\tau$, cu alte cuvinte urmărește stabilirea setului minim de valori necesare rezolvării în timp invers a ecuației funcționale iterative a PDI.

În varianta prezentată în lucrarea [4] se consideră ca necesară determinarea traiectoriei limită de terminabilitate. În cazul sistemului de față nu se poate realiza acest punct și se urmează o altă cale propusă de autori.

Obiectivele inițializării s-au realizat folosind programarea dinamică clasică, parcurgînd următorul algoritm :

a — se dă starea finală și „costul" (pierderile minime) asociat ;

b — pentru fiecare stare admisibilă de la $\tau_f - \Delta\tau$ se aplică comandă ;

c — se testează dacă stările obținute sînt în vecinătatea (stabilită după limitele ε_i) stării finale cunoscute.

La răspuns pozitiv se calculează „costul" asociat stărilor găsite și comenzilor corespunzătoare. În caz contrar se schimbă comanda și se reia testarea.

d — Se asigură epuizarea tuturor comenzilor admisibile la testul respectiv ;

e — prin minimizare după comandă se găsește „costul" minim asociat fiecărei stări găsite, comandă care asigură minimul fiind declarat optim și reținut ;

f — se scriu rezultatele — ca parte componentă a grilei PDI ;

g — se trece la prelucrarea următorului moment de timp $\tau_f - 2\Delta\tau$, obiectiv al programului principal.

Aceste faze se pot urmări cu ușurință pe organigrama din figura 2.

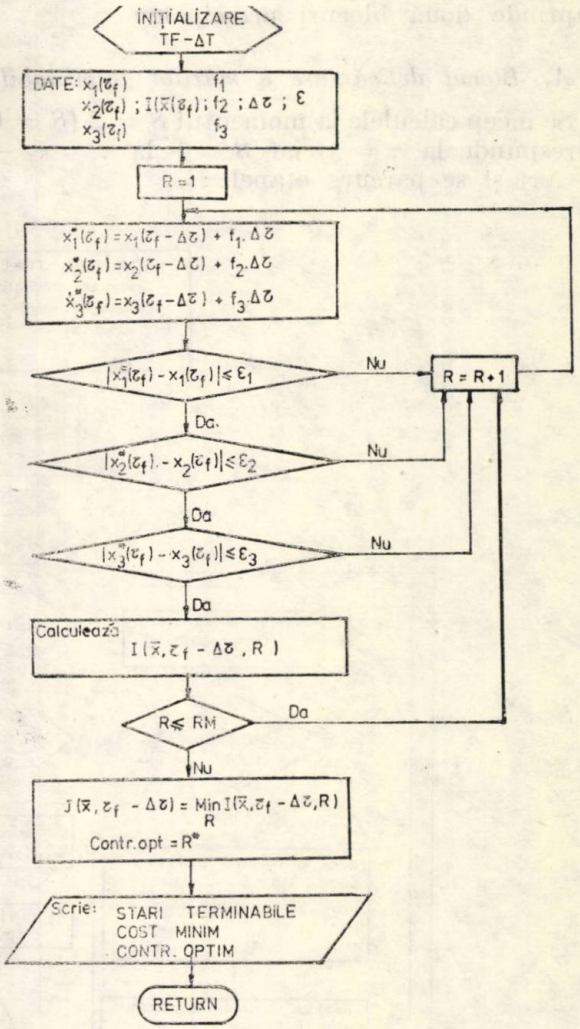


Fig. 2. Organigrama de principiu a procedurii de inițializare.

Stările terminabile cu indici de cuantificare maximi (găsite ultimile) determină limita de terminabilitate, deci curba limită determinabilitate rezultă implicit.

S-a prevăzut posibilitatea ca la o rețea grosieră, epuizînd toate comenzile pentru fiecare stare admisibilă să nu se dețină la $\tau_f - \Delta\tau$ nici o stare terminabilă, prin lanțul de teste al subprogramului. În acest caz programul se reia automat cu pași mai mici pentru timp în primul rînd și eventual și pentru comandă. După terminarea inițializării incrementii se refac la valorile inițiale deoarece în caz contrar ar conduce la un timp de calcul și volum de memorie mult mărite.

3.3. — *Programul principal*

Utilizează un algoritm original, atît din punct de vedere al variantei proprii pentru PDI cît și din punct de vedere al utilizării posibilităților oferite de calculatorul numeric.

Programul este constituit dintr-o buclă parcursă pentru fiecare moment de timp S al grilei.

Algoritmul care poate fi urmărit în figura 3 cuprinde două blocuri principale :

A. Blocul de căutare a stărilor terminabile

Se încep calculele la momentul $S = 2$ ($S = 0$ corespunde la $\tau = \tau_f$ iar $S = 1$ la $\tau = \tau_f - \Delta\tau$) și se parcurg etapele :

a. Se dau funcțiile definite ale componentelor stării x_1, x_2, x_3 și ale controlului u după indicii de cuantificare corespunzători și după incremenți ;

Pasul $\Delta\tau$ s-a sintetizat cu funcții parte întreagă întrucît

$$\Delta\tau = 0{,}2 + 0{,}2\left[\frac{68 - S}{34} + V_1\right]\left[\frac{S + 18}{34} + V_1\right], \tag{43}$$

pe durata regimurilor tranzitorii (cînd mărimile au viteze mari de variație) are valori mai mici. Limitele regimurilor tranzitorii se cunosc

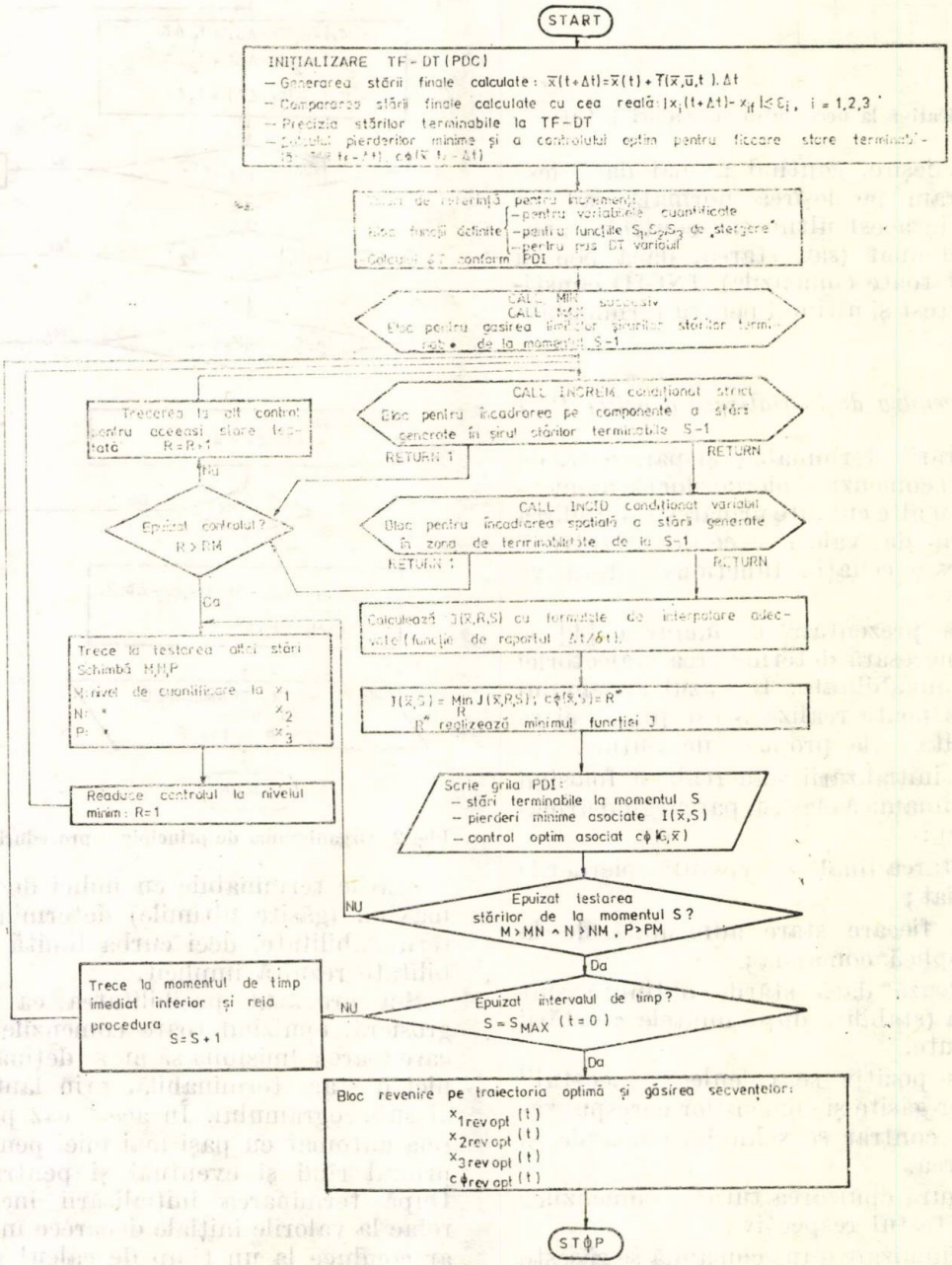
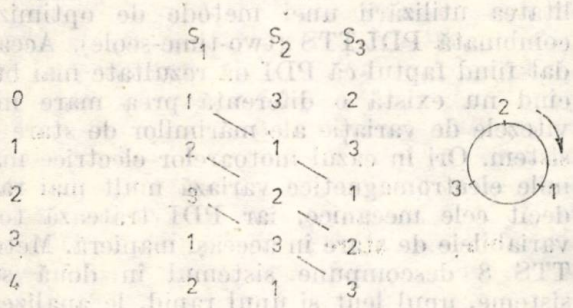


Fig. 3. Organigrama de principiu a programului pentru calculator.

din calculele preliminare și experiența de operare și nu sînt neapărat fixe; oricum ele nu influențează rezultatele.

Formula (43) este utilă pentru un anumit număr de momente de timp S_{max} din ciclu pentru care se face calcularea grilei PDI; în cazul de față $S \leqslant 70$.

b. Se definesc funcțiile S_1, S_2, S_3 care au rolul de a aduce date noi în memorie în locul celor care nu mai sînt necesare în calcule și s-au afișat. Aceste funcții iau valorile:



Deci:

$$\left.\begin{aligned} S_1 &= S+1-3\left[\frac{S}{3}\right] \\ S_2 &= S_1+2-3\left[\frac{S_1+2}{4}\right] \\ S_3 &= S_1+1-3\left[\frac{S_1+1}{4}\right] \end{aligned}\right\}. \qquad (44)$$

Cînd se trece la alt moment de timp S, indicii S_i se reactualizează automat și se alocă în memorie la o adresă veche și cu o valoare care nu mai este necesară (la interpolări), o valoare nouă.

Prin acest procedeu necesarul de memorie este redus de cîteva zeci de ori și practic face posibilă aplicarea PDI cînd nu se cunosc limitele de terminabilitate.

Folosirea funcțiilor S_i este echivalentă cu partiționarea spațiului stare-timp în blocuri după timp de cîte trei incrementi pe axa timp. Funcțiile S_i prezintă totodată avantajul unei interpretări și manevrări ușoare a formulelor de interpolare de la calcularea „costului".

c. Pentru momentul studiat S și starea $\bar{x}(\tau)$ se generează starea următoare $\bar{x}(\tau+\delta\tau)$:

$$\left.\begin{aligned} x_1(\tau+\delta\tau) &= x_1(\tau)+f_1(\bar{x},\ \bar{u},\ \tau)\delta\tau \\ x_2(\tau+\delta\tau) &= x_2(\tau)+f_2(\bar{x},\ ,\bar{u}\ \tau)\delta\tau \\ x_3(\tau+\delta\tau) &= x_3(\tau)+f_3(\bar{x},\ \bar{u},\ \tau)\delta\tau \end{aligned}\right\}. \qquad (45)$$

d. Apelînd la **INCREM** se face încadrarea stării obținute în șirul stărilor terminabile de la $\tau+\Delta\tau$ (adică de la S_2), schimbînd eventual controlul.

Dacă pentru nici un control încadrarea prin **INCREM** nu reușește, starea testată se declară neterminabilă și se trece la testarea altei stări admisibile de la momentul S, într-o ordine bine stabilită (pentru componentele stării și la fiecare componentă pentru nivelul de cuantificare).

e. Se realizează testul **INCID**, subprogramul folosind rezultatele de la **INCREM** și aplicîndu-se unui număr redus de cazuri.

INCID se poate aplica de maxim 8 ori pentru o stare actuală $\bar{X}(\tau)$ și pentru un control (paralelipipedul în spațiul stare cu laturi Δx_i, $i=1,\ 2,\ 3$ avînd 8 vîrfuri) cu condiționare variabilă a unei apelări de precedenta după instrucțiunile la care trimit ieșirile RETURN.

O condiționare nejustificat de dură (8 apeluri condiționate pentru identificarea **INCID** la toate colțurile paralelipipedului stare) poate duce la eliminarea unor stări terminabile, iar apelul fără condiționare conduce la generarea de stări terminabile false.

Diferența dintre cele două moduri de lucru extreme se atenuează cu cît rețeaua de cuantificare este mai fină.

Cînd **INCID** nu conduce la o stare terminabilă se încearcă pentru altă comandă și dacă se epuizează comenzile, starea testată se declară neterminabilă. Se trece la o altă stare cu reluarea întregului program pentru S-ul actual.

B. Blocul de calcul a pierderilor minime și a comenzilor optime pentru stările terminabile corespunzătoare

Pierderile asociate stării terminabile găsite în prima parte a programului se calculează cunoscînd pierderile minime de la stările terminabile de încadrare din momentele $\tau+\Delta\tau$ și $\tau+2\Delta\tau$ (în unele cazuri numai $\tau+\Delta\tau$) și utilizînd interpolări corespunzătoare.

În cazul în care $\Delta\tau=\delta\tau$ se realizează interpolare după stare (mai exact după X_3) iar cînd $\Delta\tau\neq\delta\tau$ se face o interpolare dublă după stare și după timp.

Pentru aceeași stare se aplică toate comenzile care îi asigură terminabilitatea și se calculează pierderile corespunzătoare („costul") prin procedeul de mai sus.

Minimizînd șirul pierderilor se determină pierderile minime și se identifică comanda optimă. Se reține aceste valori.

Se trece la altă stare la același moment S și se repetă procedura. După epuizarea stărilor de la momentul S se trece la alt moment și programul este parcurs din nou.

Programul principal conține și o ramură pentru $\tau=0$, moment în care există o singură stare (cea inițială) și unde procedura este oarecum diferită deoarece prin discretizarea ecuațiilor diferențiale (45) ar rezulta că prin nici o comandă nu se poate ieși din starea inițială.

De asemenea, se iau măsuri de divizare corespunzătoare a pasului $\Delta\tau$ pentru ca atunci cînd se trece de la momentul imediat următor originii, în origine prin scăderea lui $\Delta\tau$ din τ, să nu se ajungă la valori negative pentru τ, lucru posibil dacă pe parcursul programului se lucrează cu paşi divizaţi şi aceştia se refac ulterior.

Algoritmul a fost verificat în cazul unei acţionări cu motor de curent continuu cu excitaţie separată produs de întreprinderea „Electroputere" — Craiova ($P_N = 190$ kW, $U_N = 270$ V, $I_{aN} = 780$ A, $n_N = 740$ rot/min) funcţionînd la cuplu static constant $M_S = M_N$.

Evoluţia mărimilor de stare pentru comanda optimală găsită este prezentată în figura 4.

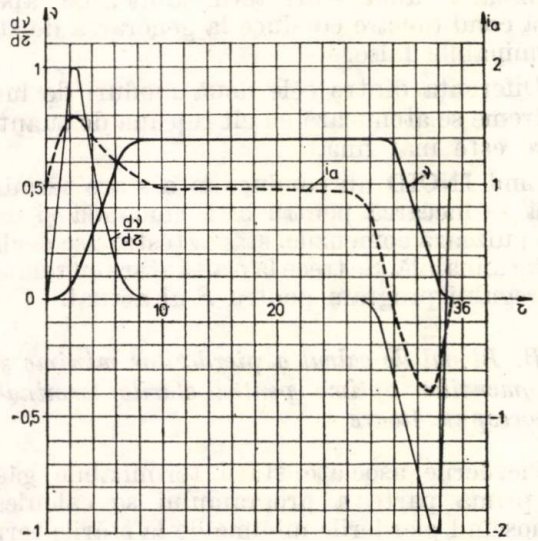


Fig. 4. Evoluţia mărimilor de stare pentru comanda optimală găsită cu algoritmul prezentat.

Programul rulat pe calculatorul FELIX C 256 a durat 112 minute şi a necesitat un volum de memorie de 60 k.

4. Concluzii

Algoritmul elaborat demonstrează că traiectoriile limită de terminabilitate nu sînt absolut necesare. Totuşi cunoaşterea lor simplifică mult programul după acest algortim.

Metoda propusă se poate aplica la sisteme de acţionare electrice cu oricît de multe variabile de stare, singurele restricţii fiind impuse de timpul de calcul şi volumul de memorie necesar.

Rezultatele, deşi nu net superioare celor obţinute cu metodele clasice [1, 2, 3, 4], sînt de natură să încurajeze perfecţionarea în continuare a algoritmului. Se poate proceda la o mai fină divizare a domeniilor de variaţie a variabilelor, la exploatarea completă a sistemului de calcul şi în sfîrşit, autorii studiază posibilitatea utilizării unei metode de optimizare combinată PDI-TTS (two-time-scole). Aceasta dat fiind faptul că PDI dă rezultate mai bune cînd nu există o diferenţă prea mare între vitezele de variaţie ale mărimilor de stare din sistem. Ori în cazul motoarelor electrice mărimile electromagnetice variază mult mai rapid decît cele mecanice, iar PDI tratează toate variabilele de stare în aceeaşi manieră. Metoda TTS 8 descompune sistemul în două subsisteme, unul lent şi unul rapid, le analizează separat optimul, iar optimul global este dat în funcţie de rezultatele de la fiecare subsistem.

Bibliografie

[1] *Călin, S., Belea, C.* Sisteme automate adaptive şi optimale. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.

[2] *Petrov, Iu. P.* Optimalinoe upravlenie electroprivodom. Leningrad, Iz. Energhia, 1971.

[3] *Călin, S., ş.a.* Optimizări în automatizări industriale. Bucureşti, Ed. tehnică, 1979.

[4] *Cistov, V. P., ş.a.* Optimaliniie upravlenie electriceskimi privodami. Leningrad, Iz. Energhia, 1971.

[5] *Larson, R. E.* State Increment Dynamic Programming. Elsevier, New York, 1974.

[6] *Bellman, R., Dreyfus, S.* Applied Dynamic Programming. Princenton University Press, New York, Jersey, 1962.

[7] *Popescu, Gh.* Studiul regimurilor termice la motoarele electrice utilizate în acţionările de mare putere. Teză de doctorat, I. P. Timişoara, 1979.

[8] *Chow, J. H., Kokolovic, P. V.* Two-Time-Scole Feedback Design of a Class of Nonlinear systems. In : IEEE Transactions an Automatic Control 3, iun 1978, p. 438—443.

CZ 621.313.323 : 621.3.02

MAȘINĂ SINCRONĂ
CURENT DE EXCITAȚIE

Metode experimentale privind exprimarea adimensională a parametrilor înfășurării de excitație a mașinii sincrone

MARIN MIHALACHE* — București

Introducere

După cum este cunoscut, încă de la primele lucrări privind comportarea în regim tranzitoriu a mașinii sincrone (Doherty, Park, Kilgore) parametrii înfășurărilor rotorice ai mașinii sincrone (excitație, amortizor) au fost exprimați direct în unități relative, conferind acestui subiect o semnificație aparte.

Spre deosebire de alte tipuri de mașini electrice (transformator, mașina asincronă etc.), mașina sincronă prezintă, în sistemul de coordonate d, q, o, obținut prin transformarea Park, inductivități mutuale stator-rotor nereciproce, ceea ce complică și diversifică mult problema utilizării sistemului de unități relative cel mai adecvat.

Rankin este primul care efectuează o analiză sistematică a acestei probleme, [9, 10], formulînd existența a patru sisteme de unități relative, după modul diferit în care este determinat curentul de excitație de bază I_{eB}; baza „x_{ad}", baza tensiunii magneto-motoare, baza tensiunii unitate și baza inductanțelor mutuale egale. Dintre acestea, cel mai răspîndit în literatură și practica de proiectare [2, 3, 12], este sistemul de unități relative cu baza „x_{ad}", deși sînt numeroase lucrările ce utilizează și alte sisteme de unități relative; spre exemplu în [7] se folosesc sistemele de u.r. în baza t.m.m. (denumit sistem reciproc) și baza tensiunii unitate (sistem nereciproc) iar în [8] se realizează exprimarea a adimensională a parametrilor rotorici într-o variantă a bazei inductanțelor mutuale egale.

Odată definit curentul de excitație de bază I_{eB}, se pun două probleme imediate : obținerea acestuia prin calcul, folosind datele de proiect ale mașinii (număr de spire, factori de formă etc.), și respectiv identificarea mărimii I_{eB} pe cale experimentală prin măsurători la bornele unei mașini construite.

În marea lor majoritate lucrările de specialitate se ocupă cu preponderență de primul aspect al problemei, în timp ce interpretările experimentale corespunzătoare, deși ar putea contribui din plin la clarificarea multor subtilități, constituie un subiect mai puțin abordat în literatură [12].

Considerînd mașina sincronă prevăzută numai cu înfășurare de excitație, deși prezența amortizorului nu modifică cu nimic rezultatele obținute, în continuare lucrarea de față își propune să evidențieze metodele experimentale prin care se poate identifica curentul de excitație de bază I_{eB}, utilizat în cadrul sistemului de unități relative cu baza „x_{ad}".

1. Transformarea de coordonate $(a, b, c, e) - (d, q, o, e)$

În sistemul de coordonate natural (a, b, c, e) (fig. 1) matricea fluxurilor satisface relația :

$$[\Phi_{a,b,c,e}] = [l_{a,b,c,e}] \cdot [i_{a,b,c,e}]. \tag{1}$$

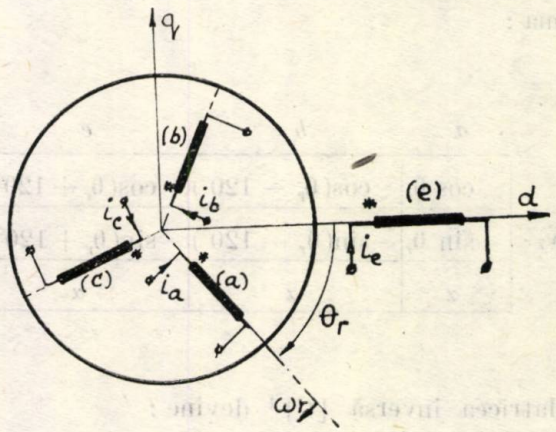


Fig. 1

Utilizînd notațiile din figura 1, structura matricei inductanțelor $[l_{a,b,c,e}]$ este următoarea :

$$[l_{a,b,c,e}] = \begin{array}{c} \\ a \\ b \\ c \\ e \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} a & b & c & e \end{array} \\ \begin{vmatrix} l_{aa}(\theta_r) & l_{ab}(\theta_r) & l_{ac}(\theta_r) & l_{ae}(\theta_r) \\ l_{ba}(\theta_r) & l_{bb}(\theta_r) & l_{bc}(\theta_r) & l_{be}(\theta_r) \\ l_{ca}(\theta_r) & l_{cb}(\theta_r) & l_{cc}(\theta_r) & l_{ce}(\theta_r) \\ l_{ea}(\theta_r) & l_{eb}(\theta_r) & l_{ec}(\theta_r) & l_{ee} \end{vmatrix} \end{array} \begin{array}{l} \\ a \\ b \\ c \\ e \end{array} \tag{2}$$

Inductanțele proprii și mutuale din matricea (2) sînt, cu excepția mărimii l_{ee}, funcțiuni periodice mai mult sau mai puțin complicate de unghiul θ_r, [3, 4, 7], fiind respectată însă

* Dr. ing. *Mihalache, M.* — Institutul politehnic — București.

proprietatea de reciprocitate a tuturor inductanţelor mutuale.

$$l_{ab} = l_{ba}, \ldots l_{ae} = l_{ea} \ldots \quad (3)$$

Prezenţa coeficienţilor periodic variabili în (1) ar complica mult analiza regimurilor dinamice în coordonatele naturale (a, b, c, e) — deşi prezenţa mijloacelor de calcul numeric repune în discuţie acest aspect — astfel că se preferă, începînd cu Park, utilizarea unei transformări de coordonate în care matricea $[l]$ să prezinte coeficienţi constanţi. Acest lucru se întîmplă în cadrul sistemului de coordonate (d, q, o) solidar cu înfăşurarea de excitaţie (dispusă pe rotor), transformarea respectivă fiind dată de relaţia :

$$\begin{aligned} [F_{d,\,q,\,o}] &= [C] \cdot [F_{a,\,b,\,c}], \\ [F_{a,\,b,\,c}] &= [C]^{-1} \cdot [F_{d,\,q,\,o}], \end{aligned} \quad (4)$$

unde matricea de conexiune $[C]$ poate fi de forma :

$$[C] = K_T \cdot \begin{array}{c|ccc} & a & b & c \\ \hline d & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120°) & \cos(\theta_r + 120°) \\ q & -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 120°) & -\sin(\theta_r + 120°) \\ o & \alpha & \alpha & \alpha \end{array} \quad (5)$$

Matricea inversă $[C]^{-1}$ devine :

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3K_T} \cdot \begin{array}{c|ccc} & d & q & o \\ \hline a & \cos\theta_r & -\sin\theta_r & 1/2\alpha \\ b & \cos(\theta_r - 120°) & -\sin(\theta_r - 120°) & 1/2\alpha \\ c & \cos(\theta_r + 120°) & -\sin(\theta_r + 120°) & 1/2\alpha \end{array} \quad (6)$$

Proprietăţi remarcabile ale transformării (4) se obţin [1], [4] atunci cînd matricea $[C]$ este ortonormată, respectiv $[C]^{-1} = [C]^t$. Din această condiţie rezultă, pentru K_T şi α, valorile :

$$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad \alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (7)$$

Transformarea de coordonate utilizată de Park, şi încă destul de frecvent întîlnită în literatură [2, 3, 7], prezintă în raport cu valorile (8) următoarele :

$$K_T = \frac{2}{3}; \quad \alpha = \frac{1}{2}. \quad (8)$$

Aplicînd transformarea (4) în relaţia de fluxuri (1) se obţine :

$$[\Phi_{d,\,q,\,o,\,e}] = [L_{d,\,q,\,o,\,e}] \cdot [i_{d,\,q,\,o,\,e}], \quad (9)$$

unde :

$$[L_{d,\,q,\,o,\,e}] = \begin{array}{c|cccc} & d & q & o & e \\ \hline d & L_d & & & \frac{3}{2}K_T M_{ae} \\ q & & L_q & & \\ o & & & L_o & \\ e & \frac{M_{ae}}{K_T} & & & L_e \end{array}, \quad (10)$$

Matricea inductanţelor $[L_{d,\,q,\,o,\,e}]$ astfel rezultată este mult simplificată, prezentînd inductivităţi constante, independente de θ_r, dar inductanţele mutuale stator-rotor rezultă, în general, nereciproce. Spre exemplu, în cazul transformatei Park, înlocuind $K_T = \frac{2}{3}$ se obţine :

$$M_{de} = M_{ae} \text{ şi } M_{ed} = \frac{3}{2} M_{ae}, \quad (11)$$

deci, inductivităţi mutuale nereciproce în unităţi fizice. Acest neajuns poate fi eliminat, artificial, în cadrul utilizării unui sistem de unităţi relative adecvat [10].

Spre deosebire de transformata Park, transformarea ce utilizează constantele (7) conduce la inductanţe reciproce şi în unităţi fizice :

$$M_{de} = M_{ed} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{ae}, \quad (12)$$

unde M_{ae} este valoarea maximă a inductanţei mutuale dintre faza a şi excitaţia (e) reprezentată de funcţia :

$$l_{ae} = l_{ea} = M_{ae} \cdot \cos\theta_r. \quad (13)$$

2. Exprimarea mărimilor caracteristice sub forma adimensională (unităţi relative)

Se consideră din (9) ecuaţia fluxului din înfăşurarea d a indusului Φ_d, respectiv din înfăşurarea de excitaţie Φ_e, pentru $K = \frac{2}{3}$:

$$\Phi_d = L_d I_d + M_{ae} \cdot I_e,$$
$$\Phi_e = \frac{3}{2} M_{ae} \cdot I_d + L_e I_e. \tag{14}$$

Mărimile de bază ale înfăşurărilor d, q, corespund în acest caz $\left(K_T = \frac{2}{3}\right)$ cu cele din sistemul natural (a, b, c), respectiv :

$$I_{dB} = I_{aB} = \sqrt{2}\, I_{Nf},$$
$$U_{dB} = U_{aB} = \sqrt{2}\, U_{Nf}, \tag{15}$$
$$Z_{dB} = Z_{aB} = \frac{U_{aB}}{I_{aB}}; \quad \omega_B \cdot L_{aB} = Z_{aB}.$$

Împărţind relaţiile (15) prin fluxul de bază $\Phi_{aB} = L_{aB} \cdot I_{aB}$ se obţin ecuaţiile fluxurilor în unităţi relative :

$$\varphi_d = x_d i_d + x_{de} i_e,$$
$$\varphi_e = x_{de} \cdot i_d + x_e \cdot i_e, \tag{16}$$

unde s-au folosit următoarele notaţii [2], [9]:

$$i_d = \frac{I_d}{I_{aB}}; \quad i_e = \frac{I_e}{I_{eB}}; \quad m_e = \frac{I_{eB}}{\frac{3}{2} I_{aB}}$$

$$\varphi_d = \frac{\Phi_d}{L_{aB} \cdot I_{aB}}; \quad \varphi = \frac{\Phi_e}{L_{aB} \cdot I_{aB}} \cdot m_e; \quad x_d = \frac{L_d}{L_{aB}};$$
$$x_e = \frac{L_e}{L_{aB}} \cdot m_e^2; \quad x_{de} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{ae}}{L_{aB}} \cdot m_e. \tag{17}$$

În unităţi relative, toate mărimile caracteristice înfăşurării de excitaţie sînt afectate de coeficientul m_e definit ca raportul dintre curentul de bază al excitaţiei (I_{eB}) şi $\frac{3}{2}$ din curentul de bază al indusului, obţinînd astfel proprietatea de reciprocitate a reactanţei mutuale indus-excitaţie (x_{de}) exprimată în u.r. În tabelul 1 sînt prezentate rezultate similare obţinute în cazul $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

Tabelul 1

Nr.	Mărimea fizică	Mărimea raportată $K_T = \frac{2}{3}$	Mărimea raportată $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$
1	Curentul de bază din înfăşurarea indus (d, q)	$I_{dB} = I_{aB} = \sqrt{2}\, I_N$ $i_d = \frac{I_d}{I_{aB}}$	$I_{dB} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{aB} = \sqrt{3}\, I_N$ $i_d^* = \frac{I_d}{\sqrt{\frac{3}{2}} I_{aB}}$
2	Tensiunea de bază din înfăşurarea indus (d, q)	$U_{dB} = U_{aB} = \sqrt{2}\, U_N$ $u_d = \frac{U_d}{U_{aB}}$	$U_{dB} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{aB} = \sqrt{3}\, U_N$ $u_d^* = \frac{U}{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{aB}}$
3	Raportul curenţilor de bază rotor-stator ($e.d$)	$m_e = \frac{I_{eB}}{\frac{3}{2} I_{aB}}$	$m_e^* = \frac{I_{eB}^*}{\sqrt{\frac{3}{2}} I_{aB}}$
4	Reactanţa mutuală indus-excitaţie x_{de}	$x_{ed} = x_{de} = \frac{3}{2} \frac{M_{ae}}{L_{aB}} \cdot m_e$	$x_{ed}^* = x_{de}^* = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_{ae}}{L_{aB}} \cdot m_e^*$
5	Reactanţa proprie a înfăşurării de excitaţie x_e	$x_e = \frac{3}{2} \frac{L_e}{L_{aB}} \cdot m_e^2$	$x_e^* = \frac{L_e}{L_{aB}} \cdot m_e^{*2}$
6	Rezistenţa înfăşurării de excitaţie r_e	$r_e = \frac{3}{2} \frac{R_e}{Z_{aB}} \cdot m_e^2$	$r_e^* = \frac{R_e}{Z_{aB}} \cdot m_e^{*2}$
7	Tensiunea la bornele înfăşurării de excitaţie u_e	$u_e = \frac{U_e}{U_{aB}} \cdot m_e$	$u_e^* = \frac{U_e}{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{aB}} \cdot m_e^*$
8	Curentul de excitaţie i_e	$i_e = \frac{I_e}{I_{eB}}$	$i_e^* = \frac{I_e}{I_{eB}^*}$

Pentru a evita obţinerea de numere diferite pentru o aceeaşi mărime fizică (exemplu $i_d \neq i_d^*$ sau $u_d \neq u_d^*$) în cazul transformării corespunzătoare lui $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$ mărimile de bază ale înfăşurărilor d, q sînt diferite de cele din sistemul (a, b, c), respectiv : $I_{dB} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{aB}$, $U_{dB} =$

$= \sqrt{\frac{3}{2}} U_{aB}$ etc., conform tabelului 1.

Din această condiție se mai obține egalitatea curenților de bază ai excitației, $I_{eB} = I^*_{eB}$ și respectiv :

$$m^*_e = \sqrt{\frac{3}{2}}\, m_e. \tag{18}$$

Dintre sistemele de unități relative folosite, cel mai răspîndit este cel în baza „X_{ad}" [10] corespunzător acelei valori a raportului m_e (respectiv m^*_e) pentru care se obține :

$$x_{ed} = x_{ad}, \tag{19}$$

unde x_{ad} reprezintă reactanța de magnetizare din axa longitudinală.

În cadrul acestui sistem de unități relative, ecuațiile (17) devin :

$$\begin{aligned} \varphi_d &= x_\sigma \cdot i_d + x_{ad}(i_d + i_e), \\ \varphi_e &= x_{\sigma e} \cdot i_e + x_{ad}(i_d + i_e), \end{aligned} \tag{20}$$

unde s-au folosit relațiile cunoscute :

$$\begin{aligned} x_d &= x_\sigma + x_{ad}, \\ x_e &= x_{\sigma e} + x_{ed} = x_{\sigma e} + x_{ad}. \end{aligned} \tag{21}$$

Determinarea prin calcul (în fază de proiect) a raportului de curenți m_e, corespunzător bazei „X_{ad}" este efectuată pentru prima dată, în mod sistematic, de către Rankin [10].

Astfel, egalînd fundamentalele inducției magnetice, la nivelul întrefierului, produse de curentul de bază din excitație (indusul în gol), respectiv de curentul de bază din indus (excitație în gol), se obține, pentru m_e, următoarea expresie :

$$m_e = \frac{I_{eB}}{\frac{3}{2} I_{aB}} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{w1}}{2pw_e} \cdot \frac{k_d}{k_e}. \tag{22}$$

Unde w_1, k_{w1} reprezintă numărul de spire pe fază, respectiv factorul de înfășurare al indusului, $2p$ numărul de poli, w_e numărul de spire de excitație pe pol, iar k_d și k_e sînt factorii de formă ai cîmpului magnetic din axa longitudinală, corespunzători indusului, respectiv excitației.

3. Determinarea experimentală a raportului m_e

Raportul curenților de bază m_e a fost definit ca raportul dintre curentul de bază din înfășurarea de excitație (I_{eB}) și 3/2 din curentul de bază din înfășurarea indus (I_{aB}).

Adoptînd pentru I_{aB} valoarea $\sqrt{2}\, I_N$ (mărimea de fază) se determină, pe cale experimentală, în cazul unei mașini construite, curentul de bază I_{eB}, care permite exprimarea parametrilor înfășurării de excitație în sistemul cu baza x_{ad}.

3.1. Determinarea mărimii I_{eB} din caracteristica de scurtcircuit

În regimul de scurtcircuit trifazat permanent, dacă se neglijează rezistența indusului, rezultă $i_q = 0$, $\varphi_q = 0$ și $\varphi_d = 0$.

În aceste condiții, din prima ecuație (20) se obține :

$$X^0_{ad} \cdot i_e = -X^0_d i_d = X^0_d i_{sc}, \tag{23}$$

unde i_{sc} reprezintă valoarea relativă a curentului de scurtcircuit iar $x^0_d = x^0_{ad} + x_\sigma$, valoarea nesaturată a reactanței sincrone longitudinale, exprimată în unități relative.

Relația (23), scrisă sub forma (24) :

$$i_{sc} = i_e \frac{x^0_{ad}}{x^0_d}, \tag{24}$$

reprezintă expresia analitică a caracteristicii de scurtcircuit, exprimată în u.r. Avînd în vedere că $x^0_{ad} \cong x^0_d$, această caracteristică coincide aproximativ cu bisectoarea axelor de referință din fig. 2.

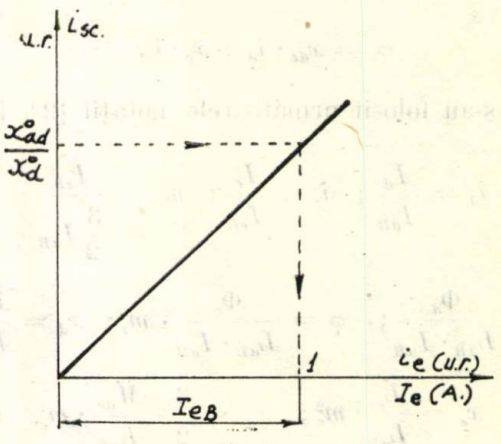


Fig. 2

Pentru $i_e = 1$ u.r. (respectiv $I_e = I_{eB}$, în A) se obține pentru curentul de scurtcircuit valoarea :

$$i_{sc} = \frac{x^0_{ad}}{x^0_d} \cong 1. \tag{25}$$

De o manieră aproximativă, curentul de bază din excitație I_{eB} corespunde deci curentului nominal pe caracteristica de scurtcircuit trifazat permanent.

3.2. Determinarea mărimii I_{eB} din triunghiul Potier

Construcţia triunghiului Potier necesită cunoaşterea caracteristicii de scurtcircuit $i_{sc} = f(i_e)$ a caracteristicii de mers în gol, $e_o = f(i_e)$ — partea liniară, respectiv reactanţa de dispersie a indusului x_σ (fig. 3).

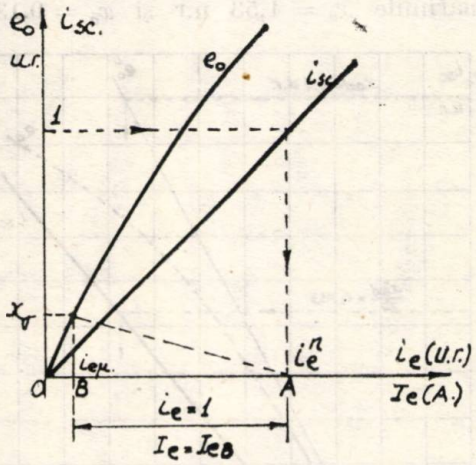


Fig. 3

Cu notaţiile din figura 3, pentru $i_{sc} = 1$ din (24) se obţine :

$$OA = i_e^n = \frac{x_d^o}{x_{ad}^o} = 1 + \frac{x_\sigma}{x_{ad}}. \qquad (26)$$

De asemenea, prima ecuaţie (20) se mai poate scrie (la scurtcircuit) :

$$\varphi_d = 0 = x_\sigma \cdot i_d + x_{ad}^o i_{e\mu}, \qquad (27)$$

unde $i_{e\mu} = i_d + i_e$ reprezintă curentul de magnetizare rezultant din axa d. Acest curent produce în indus o tensiune electromotoare $x_{ad}^o \cdot i_{e\mu}$ egală cu $x_\sigma \cdot i_{sc}$, respectiv egală cu x_σ pentru $i_{sc} = 1$ u.r., rezultînd :

$$OB = i_{e\mu} = \frac{x_\sigma}{x_{ad}^o}. \qquad (28)$$

Din relaţiile (26) şi (28) rezultă că segmentul $AB = OA - OB = 1$ u.r., respectiv cateta a mare din triunghiul Potier este egală cu unitatea (i_e exprimat în u.r.), respectiv curentul de excitaţie de bază I_{eB}, [11, 12] cînd I_e este exprimat în amperi.

3.3. Determinarea mărimii I_{eB} din caracteristica de mers în gol

La mersul în gol ($i_d = i_q = 0$, turaţia nominală) la bornele generatorului sincron avem tensiunea (exprimată în u.r.) :

$$e_o = u_q = \varphi_d = x_{ad} \cdot i_e. \qquad (29)$$

Astfel, pe caracteristica de mers în gol* (partea liniară din figura 4), valorii $i_e = 1$ u.r. (sau $I_e = I_{eB}$) îi va corespunde tensiunea :

$$e_o = x_{ad}^o. \qquad (30)$$

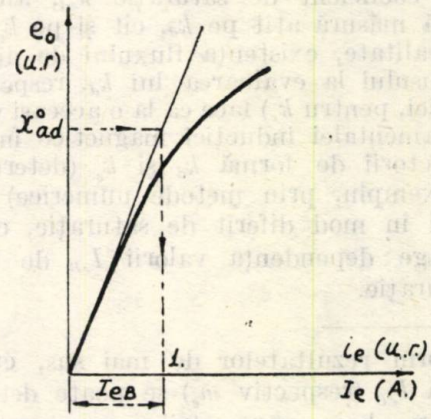


Fig. 4

*** Observaţie**

Avînd în vedere că reactanţa saturată x_{ad}^s este definită [3] prin intermediul reactanţei nesaturate x_{ad}^o şi a factorului de saturaţie k_{sd} (fig. 5) curentul de bază I_{eB} nu se modifică în raport cu punctul de funcţionare F, fiind astfel suficientă mărimea x_{ad}^o.

Rezultatul este evident dacă se utilizează notaţiile (fig. 5) :

$$x_{ad}^s = k_{sd} \cdot x_{ad}^o ; \quad k_{sd} = \frac{BS}{BN}, \ (k_{sd} < 1). \qquad (31)$$

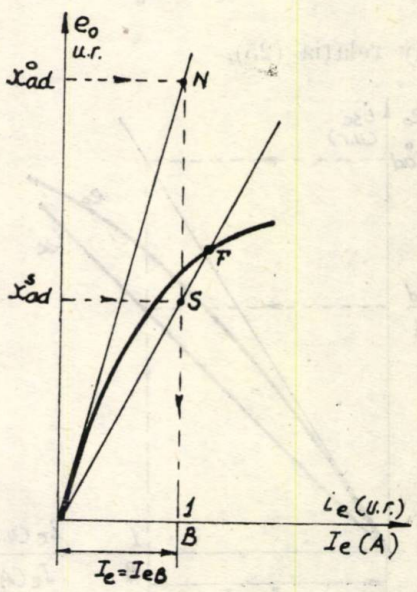


Fig. 5

Considerînd relaţia de calcul (22) mărimea I_{eB} depinde, printre altele, de raportul factorilor de formă k_d şi k_e.

Invariaţia lui I_{eB} în raport cu saturaţia circuitului feromagnetic este consistentă cu rezultatul de mai sus dacă se consideră că un acelaşi coeficient de saturaţie k_{sd}, afectează în egală măsură atît pe k_d, cît şi pe k_e.

În realitate, existenţa fluxului de dispersie (al indusului la evaluarea lui k_d, respectiv al excitaţiei, pentru k_e) face ca la o aceeaşi valoare a fundamentalei inducţiei magnetice în întrefier, factorii de formă k_d şi k_e (determinaţi, spre exemplu, prin metode numerice) să fie afectaţi în mod diferit de saturaţie, ceea ce ar atrage dependenţa valorii I_{eB} de nivelul de saturaţie.

Conform rezultatelor de mai sus, curentul de bază I_{eB} (respectiv m_e) se poate determina numai pe baza parametrilor nesaturaţi (x^o_{ad}, x^o_d), utilizînd fie caracteristica de mers în gol $e_o = f(i_e)$, (§ 3.3), fie caracteristica de scurtcircuit trifazat $i_{sc} = f(i_e)$, (§ 3.1) aceste două procedee nefiind dealtfel, independente.

Astfel, caracteristica de mers în gol (în u.r.) se mai poate scrie :

$$e_o = x^o_{ad} i_e = x^o_d i_{sc}. \tag{32}$$

Conform (30) curentul de excitaţie de bază I_{eB} se obţine pe caracteristica de mers în gol pentru $e_o = x^o_{ad}$ (u.r.), ceea ce pe caracteristica de scurtcircuit corespunde valorii (fig. 6) :

$$i_{sc} = \frac{e_o}{x^o_d} = \frac{x^o_{ad}}{x^o_d}, \tag{33}$$

respectiv relaţia (25).

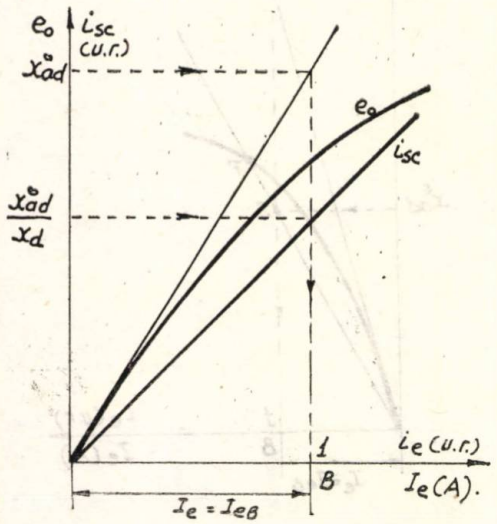


Fig. 6

4. Rezultate experimentale

Pentru verificarea relaţiilor de raportare prezentate se consideră o maşină sincronă (de tip turbogenerator) caracterizată de următoarele date nominale $S_N = 60$ MVA ; $U_N = 13{,}8$ kV (conexiune stea) $I_N = 2461$ A, $n_N = 3\,600$ r.p.m. S-au determinat experimental mărimile $x_d = 1{,}53$ u.r şi $x_\sigma = 0{,}13$ u.r.

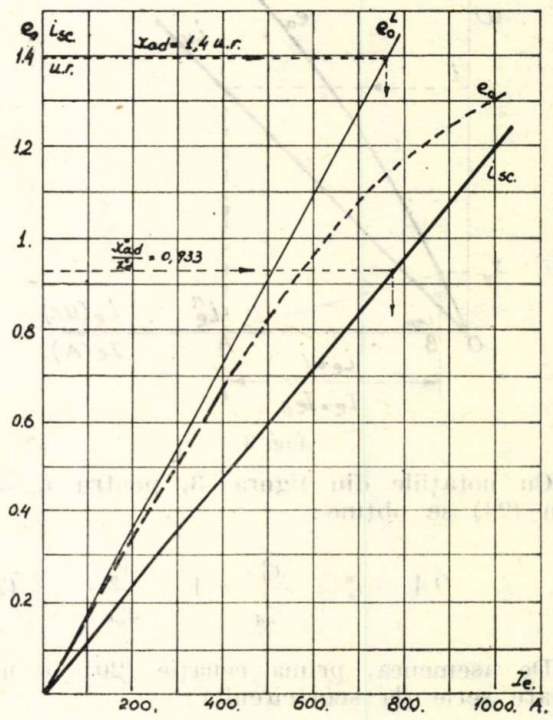


Fig. 7

Să determinăm în continuare, valoarea curentului de bază din înfăşurarea de excitaţie. Astfel, prin metoda caracteristicii de mers în gol (§ 3.3) pentru $e_o = x_{ad} = 1{,}4$ u.r. corespunde, în figura 7, valoarea $I_{eB} = 765$ A, respectiv din caracteristica de scurtcircuit, pentru $i_{sc} = \frac{x^o_{ad}}{x^o_d} = 0{,}933$ u.r, rezultă $I_{eB} = 785$ A, diferenţele rezultînd numai din reprezentările grafice respective. Pentru o valoare medie $I_{eB} = 775$ A, rezultă :

$$m^*_e = \frac{I_{eB}}{\sqrt{\frac{3}{2}} I_{aB}} = \frac{I_{eB}}{\sqrt{3} I_N} = 0{,}182. \tag{34}$$

Rezistenţa înfăşurării de excitaţie, exprimată în u.r. se calculează conform relaţiei din tabelul 1.

$$r_e = \frac{R_e}{Z_{aB}} \cdot m^{*2}_e. \tag{35}$$

Înlocuind în (35) valoarea măsurată $R_e = 0{,}0838\ \Omega$, se obține:

$$r_e = 0{,}0008575 \text{ u.r.}$$

Cu ajutorul mărimilor x_{ad} și r_e, exprimate în unități relative, se poate calcula valoarea de regim staționar, $g(\infty)$, a conductanței tranzitorii $g(t)$:

$$g(\infty) = \frac{x^o_{ad}}{r_e} = 1\,632 \text{ u.r.} \qquad (36)$$

Pe de altă parte, mărimea $g(t)$ poate fi identificată relativ comod pe cale experimentală [6], prin oscilografierea răspunsului de tensiune la bornele indusului, în gol, cînd se aplică o treaptă de tensiune de amplitudine U_{eo} la bornele înfășurării de excitație:

$$g(t) = k_g(\text{u.r/mm})U_{AB}(\text{mm}), \qquad (37)$$

unde U_{AB} (mm) reprezintă înfășurătoarea răspunsului de tensiune, iar k_g se calculează din relația:

$$k_g = \frac{U_{AB}(\text{u.r.})}{U_{eo}(\text{u.r.})} \cdot \frac{1}{U_{AB}(\text{mm})}. \qquad (38)$$

Pentru amplitudinea treptei de tensiune $U_{eo} = R_e \cdot I_e(\infty)$, cu $I_e(\infty) = 657{,}3$ A, rezultă u^{∞}_{AB} (mm) $= 19{,}5$ mm, corespunzătoare la u^{∞}_{AB} (u.r) $= 1{,}018$ u.r, respectiv $u^{\infty}_{AB} = 1{,}18$ u.r. pe caracteristica liniarizată (fig. 7).

Înlocuind în (38) valorile experimentale de mai sus, și

$$n_{eo} = \frac{U_{eo}}{\sqrt{\frac{3}{2}}\, U_{aB}} \cdot m^*_e, \qquad (39)$$

se obține pentru $g(\infty)$, exprimată în unități relative valoarea:

$$g(\infty) = \frac{u_{AB}\,(\text{u.r.})}{U_{eo}\,(\text{u.r.})} = 1\,624{,}4 \text{ u.r.}, \qquad (40)$$

în deplină concordanță cu mărimea calculată în (37).

5. Concluzii

Exprimarea parametrilor înfășurării de excitație a mașinii sincrone sub formă adimensională (unități relative), problemă cu implicații deosebite în stabilirea schemelor echivalente, respectiv în elaborarea unui model matematic corespunzător, necesită precauții deosebite privitoare la transformarea de coordonate folosită, sau alegerea mărimilor de bază corespunzătoare. În tabelul 1 sînt evidențiate relațiile de calcul în u.r. pentru cele două tipuri de transformări de coordonate $\left(K_T = \frac{2}{3} \text{ și } K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}\right)$, mai des utilizate în practică, relații ce depind de valoarea adoptată pentru curentul de bază al excitației I_{eB}.

În lucrare sînt evidențiate cîteva metode experimentale privind determinarea mărimii I_{eB} corespunzătoare unuia din sistemele de unități relative ce se bucură de o largă circulație sistemul X_{ad}. Relațiile de calcul și metodele experimentale evidențiate în lucrare sînt aplicate pe un exemplu concret (§ 4) rezultatele obținute prezentînd o bună concordanță.

Bibliografie

[1] *Bălă, C. V.* Sisteme de referință utilizate în teoria sistemelor electrice trifazate. În: Studii și cercetări de Energetică, 1962, nr. 4, p. 633.

[2] *Danilevici, Ia. B., Dembrovschi, V. V., Kazovschi, E. Ia.* Parametrii mașinilor de curent alternativ. București, Ed. tehnică, 1968.

[3] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, **vol. 4**. București, Ed. Academiei, 1972.

[4] *O'Kelly, D., Simmens, S.* Introduction to generalized electrical machines Theory. Mc. Grow. Hill Co. Ltd — London, 1968.

[5] *Lewis, W. A.* A basic analysis of synchronous machine. În: Trans. A.I.E.E., **PAS-77**, 8, p. 436, 1958.

[6] *Mihalache, M.* Identificarea dinamică a parametrilor tranzitorii din axa longitudinală a mașinii sincrone. În: Electrotehnica, electronica și automatica, **27**, nr. 7, 1979.

[7] *Nedelcu, V. N.* Teoria conversiei electromecanice. București, Ed. tehnică, 1978.

[8] *Pololea, E.* Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice. București, Ed. tehnică, 1977.

[9] *Rankin, A. W.* Per unit impedances of synchronous machines. În: Trans. A.I.E.E., **PAS-64**, 6, 1945, p. 569.

[10] *Rankin, A. W.*, II. În: Trans.A.I.E.E., **PAS. 64—12**, 1945 p. 839.

[11] *Riaz, M.* Analogue computer representation of synchronous generators in voltage regulation studies. În: Trans. A.I.E.E., **PAS-75**, 1956, p. 1 178.

[12] *Ulianov, S. A.* Regimuri tranzitorii ale sistemelor electrice. București, Ed. tehnică, 1967.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAȚII DE STARE
DIAKOPTICĂ

Obținerea ecuației de stare prin secționări multiple ale circuitului analizat

DUMITRU TOPAN * — Craiova

Introducere

Eficiența metodei variabilelor de stare în soluționarea unor circuite electrice liniare sau neliniare relativ complicate, funcționînd în regim variabil, precum și posibilitatea interpretării fenomenelor ce au loc în acestea, folosindu-se semnificația fizică esențială a unui set minim de variabile, au generat în mare măsură deosebita atenție ce se acordă acestei metode în literatura de specialitate [1, 2, 3].

Abordarea diakoptică a obținerii formei normale a ecuației de stare [4, 5, 6], prezintă avantaje substanțiale în cazul circuitelor electrice și electronice cu număr mare de noduri și laturi, prezentînd structuri topologice complicate, caz în care alte metode devin practic inoperante sau extrem de laborioase și greu manevrabile.

Metoda propusă de autor în prezenta lucrare este ușor programabilă pe calculatoarele numerice, rezolvarea circuitelor electrice prin metoda variabilelor de stare devenind la fel de expeditivă dar mai precisă decît prin metodele bazate pe folosirea modelelor (iterative) liniarizate discretizate în timp [7, 8].

La avantajele evidente ce decurg din operarea cu circuite al căror ordin de complexitate poate fi diminuat practic oricît de mult, în comparație cu cel al circuitului analizat în ansamblul lui, se adaugă perfecta corelare a metodei propuse în această lucrare cu metodele deja existente. Astfel, ecuațiile de stare ale multipolilor în care este descompus circuitul inițial, în cadrul metodelor diakoptice, se pot obține cu oricare din metodele prezentate în literatura de specialitate [1, 2, 3].

Metoda prezentată este aplicabilă în cazul general al circuitelor neliniare cu elemente în exces, cuplaje mutuale și surse comandante neliniare [6].

1. Descompunerea în multipoli a circuitului analizat

Prin despicarea succesivă a unui număr $(n-1)$ de noduri centrale ale arborelui normal și introducerea surselor fictive de tensiune și de curent necesare menținerii curenților și tensiunilor laturilor circuitului inițial, la valorile anterioare secționării [6], se ajunge la situația prezentată în figura 1, unde s-a indicat convențional faptul că, în general, la accesurile unui multipol rezultat în urma secționării circuitului inițial, au fost introduse atît surse fictive de tensiune cît și surse fictive de curent.

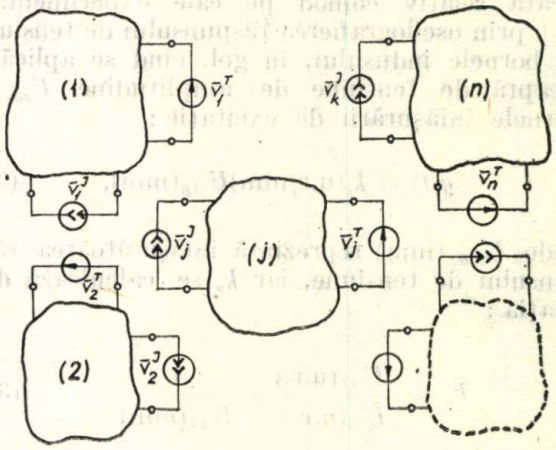


Fig. 1. Multipoli rezultați prin secționarea circuitului analizat și introducerea surselor fictive.

S-au notat cu $\bar{v}_j^T(\bar{v}_j^J)$, vectorii tensiunilor (curenților) surselor fictive de tensiune (curent) conectate la accesurile multipolului j (fig. 1), $j = 1, 2, \ldots, n$. Acești vectori admit următoarea exprimare [6]:

$$\bar{v}_j^T = \begin{vmatrix} \bar{v}_{j1}^T \\ \bar{v}_{j2}^T \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - \\ E_{j2}^T \end{vmatrix} \dot{\bar{x}} + \begin{vmatrix} F_{j1}^T \\ F_{j2}^T \end{vmatrix} \bar{x} + \begin{vmatrix} G_{j1}^T \\ G_{j2}^T \end{vmatrix} \bar{u} + \begin{vmatrix} - \\ M_{j2}^T \end{vmatrix} \dot{\bar{u}}, \tag{1}$$

$$\bar{v}_j^J = \begin{vmatrix} \bar{v}_{j1}^J \\ \bar{v}_{j2}^J \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - \\ E_{j2}^J \end{vmatrix} \dot{\bar{x}} + \begin{vmatrix} F_{j1}^J \\ F_{j2}^J \end{vmatrix} \bar{x} + \begin{vmatrix} G_{j1}^J \\ G_{j2}^J \end{vmatrix} \bar{u} + \begin{vmatrix} - \\ M_{j2}^J \end{vmatrix} \dot{\bar{u}}. \tag{2}$$

Indicele inferior j arată apartenența surselor fictive la multipolul j (fig. 1). Indicii inferiori 1 sau 2 arată categoria din care face parte sursa fictivă [6].

* Dr. ing. *Topan, D.* — Universitatea Craiova

Cu $\bar{u}_j$ se va nota vectorul mărimilor de intrare corespunzătoare surselor ideale independente conținute de multipolul j.

Fie $\bar{u}_j^c$ vectorul mărimilor de ieșire ale acelor surse comandate pentru care latura comandată aparține multipolului j. Acest vector se poate exprima sub forma [6]:

$$\bar{u}_j^c = F_j^c \bar{x} + G_j^c \bar{u}, \tag{3}$$

F_j^c și G_j^c fiind matrice, $\bar{x}$ fiind vectorul de stare, iar $\bar{u}$ vectorul mărimilor de intrare.

Simularea cuplajelor mutuale se va face cu ajutorul surselor ideale de tensiune comandate în derivata curentului [6]. Fie $\bar{u}_j^m$ vectorul tensiunilor surselor de tip anterior menționat, conținute de multipolul j, vector exprimabil prin relația [6]:

$$\bar{u}_j^m = L_j^m \dot{\bar{x}} + H_j^m \dot{\bar{u}}. \tag{4}$$

În general, fiecare din cei n multipoli, rezultați prin secționări succesive ale circuitului analizat, poate conține laturi cuplate magnetic, surse comandate și elemente în exces. Rezultă că ecuația de stare a unui multipol, j de exemplu, este de tipul:

$$\dot{\bar{x}}_j = A_j \bar{x}_j + B_j^T \bar{v}_j^T + B_j^J \bar{v}_j^J + B_j \bar{u}_j + B_j^c \bar{u}_j^c + \\ + B_j^m \bar{u}_j^m + M_j^T \dot{\bar{v}}_j^T + M_j^J \dot{\bar{v}}_j^J + M_j \dot{\bar{u}}_j + M_j^c \dot{\bar{u}}_j^c, \tag{5}$$

în care A_j, B_j^T, B_j etc., sînt matrice.

Pentru fiecare din multipoli se scrie o ecuație de tipul (5).

Cele n ecuații vectoriale se scriu în forma compactă:

$$\dot{\bar{x}} = A' \bar{x} + B^T \bar{v}^T + B^J \bar{v}^J + B' \bar{u} + B^c \bar{u}^c + B^m \bar{u}^m + \\ + M^T \dot{\bar{v}}_e^T + M^J \dot{\bar{v}}_e^J + M' \dot{\bar{u}} + M^c \dot{\bar{u}}^c, \tag{6}$$

în care apar matrice și vectori a căror construcție și semnificație va fi precizată în cele ce urmează.

Matricele din ecuația (6) se construiesc simplu cu ajutorul matricelor din ecuația (5), scrisă pentru $j = 1, 2, \ldots, n$. Structura lor este următoarea:

$$A' = \begin{bmatrix} A_1 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & A_j & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & A_n \end{bmatrix}, \quad B^T = \begin{bmatrix} B_1^T & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & B_j^T & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & B_n^T \end{bmatrix},$$

$$B^J = \begin{bmatrix} B_1^J & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & B_j^J & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & B_n^J \end{bmatrix}, \quad B' = \begin{bmatrix} B_1 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & B_j & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & B_n \end{bmatrix}$$

etc. (7)

Vectorii din ecuația (6) au următoarea alcătuire:

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \vdots \\ \bar{x}_j \\ \vdots \\ \bar{x}_n \end{bmatrix}, \quad \bar{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_1 \\ \vdots \\ \bar{u}_j \\ \vdots \\ \bar{u}_n \end{bmatrix}, \quad \bar{u}^c = \begin{bmatrix} \bar{u}_1^c \\ \vdots \\ \bar{u}_j^c \\ \vdots \\ \bar{u}_n^c \end{bmatrix},$$

$$\bar{u}^m = \begin{bmatrix} \bar{u}_1^m \\ \vdots \\ \bar{u}_j^m \\ \vdots \\ \bar{u}_n^m \end{bmatrix}, \quad \bar{v}^T = \begin{bmatrix} \bar{v}_1^T \\ \vdots \\ \bar{v}_j^T \\ \vdots \\ \bar{v}_n^T \end{bmatrix}, \quad \bar{v}^J = \begin{bmatrix} \bar{v}_1^J \\ \vdots \\ \bar{v}_j^J \\ \vdots \\ \bar{v}_n^J \end{bmatrix},$$

$$\bar{v}_e^T = \begin{bmatrix} \bar{v}_{11}^T \\ \vdots \\ \bar{v}_{j1}^T \\ \vdots \\ \bar{v}_{n1}^T \end{bmatrix}, \quad \bar{v}_e^J = \begin{bmatrix} \bar{v}_{11}^J \\ \vdots \\ \bar{v}_{j11}^J \\ \vdots \\ \bar{v}_{n1}^J \end{bmatrix}. \tag{8}$$

Vectorul $\bar{x}(\bar{u})$ conține variabilele de stare (mărimile de intrare) ale întregului circuit. Vectorii $\bar{v}_e^T$, respectiv $\bar{v}_e^J$, conțin mărimile asociate surselor fictive de tensiune, respectiv de curent introduse în urma secționării unor bucle de condensatoare, respectiv a unor coarde de bobine incidente la noduri de bobine.

Graful de fluență matriceal corespunzător ecuației (6), a fost reprezentat în figura 2, ținîndu-se seama de ecuațiile (1), ..., (4).

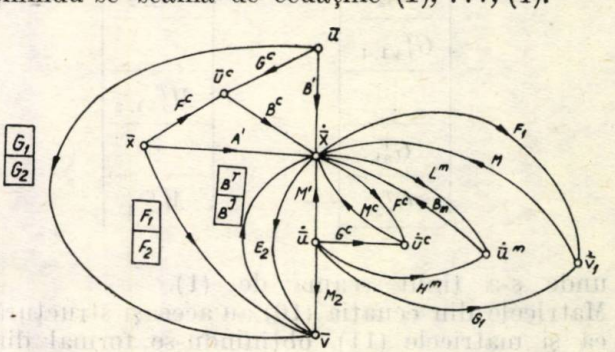


Fig. 2. Graful de fluență matriceal corespunzător ecuațiilor (1),...(4) și (6).

În urma scrierii ecuațiilor (1), (2) pentru fiecare din cei n multipoli (fig. 1), se exprimă vectorii $\bar{v}^T$, respectiv $\bar{v}^J$, în funcție de $\bar{x}$ și $\bar{u}$, sub forma:

$$\bar{v}^T = E^T\dot{\bar{x}} + F^T\bar{x} + G^T\bar{u} + M_v^T\dot{\bar{u}}, \tag{9}$$

respectiv:

$$\bar{v}^J = E^J\dot{\bar{x}} + F^J\bar{x} + G^J\bar{u} + M_v^J\dot{\bar{u}}. \tag{10}$$

Matricele din ecuația (9) au următoarea alcătuire:

$$E^T = \begin{vmatrix} \\ E_{12}^T \\ \vdots \\ E_{j-1,2}^T \\ \\ E_{j,12}^T \\ \\ E_{j+1,2}^T \\ \vdots \\ E_{n,2}^T \end{vmatrix}, \quad F^T = \begin{vmatrix} F_{11}^T \\ F_{12}^T \\ \vdots \\ F_{j-1,2}^T \\ F_{j1}^T \\ F_{j2}^T \\ F_{j+1,1}^T \\ \vdots \\ F_{n1}^T \\ F_{n2}^T \end{vmatrix}, \tag{11}$$

$$G^T = \begin{vmatrix} G_{11}^T \\ G_{12}^T \\ \vdots \\ G_{j-1,2}^T \\ G_{j1}^T \\ G_{j2}^T \\ G_{j+1,1}^T \\ \vdots \\ G_{n1}^T \\ G_{n2}^T \end{vmatrix}, \quad M_v^T = \begin{vmatrix} \\ M_{12}^T \\ \vdots \\ M_{j-1,2}^T \\ \\ M_{j,2}^T \\ \\ M_{j+1,2}^T \\ \vdots \\ M_{n,2}^T \end{vmatrix},$$

unde s-a ținut seama de (1).
Matricele din ecuația (10) au aceeași structură ca și matricele (11), obținîndu-se formal din acestea prin înlocuirea indicelui superior T cu indicele J.

Din ecuațiile (1), respectiv (2), ținînd seama de notațiile (8), rezultă:

$$\bar{v}_e^T = F_e^T\bar{x} + G_e^T\bar{u}, \tag{12}$$

respectiv:

$$\bar{v}_e^J = F_e^J\bar{x} + G_e^J\bar{u}, \tag{13}$$

unde F_e^T, F_e^J, G_e^T, G_e^J sînt matrice care se obțin respectiv din F^T, F^J, G^T, G^J, atribuind valoarea 0 elementelor submatricelor indexate inferior cu „$j2$" ($j = 1, 2, \ldots, n$), în expresiile (11).

Ecuațiile (3), respectiv (4), scrise pentru fiecare multipol în parte, se exprimă în forma compactă:

$$\bar{u}^c = F^c\bar{x} + G^c\bar{u}, \tag{14}$$

respectiv

$$\bar{u}^m = L^m\dot{\bar{x}} + H^m\dot{\bar{u}}, \tag{15}$$

matricele care apar în ecuațiile de mai sus avînd următoarea alcătuire:

$$F^c = \begin{vmatrix} F_1^c \\ F_2^c \\ \vdots \\ F_j^c \\ \vdots \\ F_n^c \end{vmatrix}, \quad G^c = \begin{vmatrix} G_1^c \\ G_2^c \\ \vdots \\ G_j^c \\ \vdots \\ G_n^c \end{vmatrix}, \tag{16}$$

$$L^m = \begin{vmatrix} L_1^m \\ L_2^m \\ \vdots \\ L_j^m \\ \vdots \\ L_n^m \end{vmatrix}, \quad H^m = \begin{vmatrix} H_1^m \\ H_2^m \\ \vdots \\ H_j^m \\ \vdots \\ H_n^m \end{vmatrix}.$$

2. Algoritmul obținerii ecuației de stare

În vederea obținerii ecuației de stare a circuitului analizat sub forma:

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} + B_1\dot{\bar{u}}, \tag{17}$$

se substituie expresiile (9), (10), (12), (13),

(15), (16), în ecuația (6). Se efectuează grupări de termeni și se adoptă notația:

$$N = (I - B^T E^T - B^J E^J - B^m L^m - M^T F_e^T - M^J F_e^J - M^c F^c)^{-1}, \quad (18)$$

unde I este matrice unitate, al cărui ordin este dat de numărul variabilelor de stare. Se obține, în final, ecuația de stare:

$$\dot{\bar{x}} = N[(A' + B^T F^T + B^J F^J + B^c F^c)\bar{x} + (B' + B^T G^T + B^J G^J + B^c G^c)\bar{u} + (M' + B^T M_v^T + B^J M_v^J + B^m H^m + M^T G_e^T + M^J G_e^J + M^c G^c)\dot{\bar{u}}]. \quad (19)$$

De remarcat că, operațiile anterior precizate echivalează cu eliminarea nodurilor $\bar{u}^c$, $\dot{\bar{u}}^c$, $\dot{\bar{u}}^m$, $\dot{\bar{v}}_1$ și $\bar{v}$ ale grafului de fluență matriceal (fig. 2), sau cu calculul unor transmitanțe în acest graf [11].

Algoritmul obținerii ecuației de stare sub forma (19), prin metoda prezentată, presupune parcurgerea următorilor pași:

1. Selectarea unui arbore normal pentru circuitul analizat.

2. Simularea cuplajelor mutuale, dacă există, cu ajutorul unor surse de tensiune comandate în derivata curentului.

3. Stabilirea elementelor de circuit considerate a fi în exces. Tensiunile (curenții) condensatoarelor (bobinelor) în exces, nu vor apare ca variabile de stare în ecuațiile (5), scrise pentru $j = 1, 2, \ldots, n$, ele fiind exprimate prin combinații liniare ale tensiunilor (curenților) elementelor esențiale și eventual surselor ideale independente de tensiune (curent).

4. Stabilirea nodurilor centrale ale arborelui normal, ce urmează a fi despicate.

5. Despicarea succesivă a nodurilor alese la punctul 2) și introducerea surselor fictive corespunzătoare.

6. Definirea vectorilor $\bar{x}_j$, $\bar{u}_j$, $\bar{v}_j^T$, $\bar{v}_j^J$, $\bar{u}_j^c$, $\bar{u}_j^m$, $\bar{v}_{j1}^T$, $\bar{v}_{j2}^T$, $\bar{v}_{j1}^J$, $\bar{v}_{j2}^J$, pentru $j = 1, 2, \ldots, n$, adică pentru fiecare multipol în parte.

7. Formularea și scrierea ecuațiilor de tip (5), pentru fiecare din cei n multipoli.

8. Definirea vectorilor (8), pentru circuitul concret analizat.

9. Construirea matricelor (7).

10. Obținerea ecuațiilor (9) și (10), fie pe cale diakoptică [4, 5], fie utilizînd un circuit rezistiv auxiliar. Rezultă astfel matricele E^T, F^T, G^T, M_v^T, E^J, F^J, G^J, M_v^J, de forma indicată în expresiile (11).

11. Se construiesc matricele F_e^T, G_e^T, F_e^J, G_e^J conform expresiilor (14), prin selectarea anumitor submatrice din expresiile (11). Dacă în etapa (9) au rezultat M^T și M^J ca matrice cu toate elementele nule, etapa (11) nu mai este necesară.

12. Exprimarea vectorilor $\bar{u}_j^c$, $j = 1, 2, \ldots, n$ în forma (3), apoi construirea matricelor F^c și G^c, conform expresiilor (17).

13. Scrierea ecuațiilor (4), apoi construirea matricelor L^m și H^m, conform expresiilor (16).

14. Calculul matricei N, conform relației (18).

15. Substituirea matricelor determinate în ecuația (19) și efectuarea operațiilor cu matrice indicate de semne.

Parcurgerea pașilor 1—5, 7, 8, 10—12, nu ridică probleme deosebite, de principiu sau de calcul.

Dacă circuitul inițial a fost fin divizat prin secționări succesive, fiecare din multipolii obținuți va prezenta un număr relativ redus de elemente cu memorie, astfel încît parcurgerea etapei 6 devine extrem de simplă.

Utilizarea calculatorului numeric în efectuarea operațiilor elementare cu matrice, impuse de etapele 14 și 15, permite obținerea facilă a matricelor din ecuația de stare în formă normală, pe baza expresiilor acestora din ecuația (19), expresii ce conțin matrice, determinate în cadrul pașilor 6—11 ai algoritmului.

Circuitul rezistiv auxiliar, folosit în etapa 9, se obține din circuitul inițial, în care se substituie condensatoarele, respectiv bobinele, prin surse ideale echivalente de tensiune, respectiv de curent, procedeu folosit frecvent în literatura de specialitate [1, 2, 3].

3. Cazuri particulare

Pentru diverse cazuri particulare, frecvent întîlnite în practică, expresia (18) și matricele din ecuația de stare (19) capătă forme mai simple, după cum se va arăta în continuare.

Cazul 1. Nodurile despicate sînt astfel alese încît nici o buclă de condensatoare sau coardă incidentă într-un nod de bobine nu sînt secționate. În acest caz, matricele E^T, E^J, M_v^T, M_v^J, M^T, M^J, vor fi nule, obținîndu-se:

$$N = (I - B^m L^m - M^c F^c)^{-1} \quad (20)$$

și

$$\dot{\bar{x}} = N[(A' + B^T F^T + B^J F^J + B^c F^c)\bar{x} + (B' + B^T G^T + B^J G^J + B^c G^c)\dot{\bar{u}} + (M' + B^m H^m + M^c G^c)\dot{\bar{u}}]. \quad (21)$$

Nodurile ce urmează a fi despicate se vor alege astfel încît să nu apară bucle de condensatoare și (sau) coarde de bobine intersectate de suprafețele de secționare sau, dacă apar, numărul acestora să fie minim posibil.

Cazul 2. Circuitul analizat nu conţine surse comandate, nici laturi cuplate magnetic. Rezultă că matricele F^c, G^c, L^m, H^m sînt nule, deci:

$$N = (I - B^T E^T - B^J E^J - M^T F_e^T - M^J F_e^J)^{-1}, \tag{22}$$

respectiv:

$$\dot{\bar{x}} = N[(A' + B^T F^T + B^J F^J)\bar{x} + (B' + B^T G^T + B^J G^J)\bar{u} + (M' + B^T M_v^T + B^J M_v^J + M^T G_e^T + M^J G_e^J)\dot{\bar{u}}], \tag{23}$$

vor fi forme particulare ale expresiei (18), respectiv ecuaţiei (19), corespunzătoare acestui caz.

Cazul 3. Circuite fără elemente în exces conţinînd surse comandate şi laturi cuplate magnetic. În acest caz sînt nule matricele: M', M^c, M^T, M^J, E^T, E^J, H^m, M_v^T şi M_v^J. Se obţin deci următoarele forme particulare pentru matricea M, respectiv ecuaţia de stare (19):

$$N = (I - B^m L^m)^{-1}, \tag{24}$$

respectiv:

$$\dot{\bar{x}} = N[(A' + B^T F^T + B^J F^J + B^c F^c)\bar{x} + (B' + B^T G^T + B^J G^J + B^c G^c)\bar{u}]. \tag{25}$$

Cazul 4. Nu există surse ideale de tensiune incidente la bucle de condensatoare, nici surse ideale de curent incidente la noduri de bobine. În acest caz sînt nule matricele: M' M_v^T, M_v^J, H^m, G_e^T, G_e^J, M^c. Matricea N este dată de expresia:

$$N = (I - B^T E^T - B^J E^J - B^m L^m - M^T F_e^T - M^J F_e^J)^{-1}, \tag{26}$$

iar ecuaţia de stare este de forma (25).

Cazul 5. Circuite fără elemente în exces, surse comandate şi (sau) laturi cuplate magnetic. Matricele E^T, E^J, L^m, F_e^T, F_e^J, F^c, G^c, M', M_v^T, M_v^J, H^m, G_e^T, G_e^J şi G^c sînt nule. Matricea N este dată de expresia (18), devenind în acest caz matrice unitate, iar ecuaţia de stare (19) capătă forma:

$$\dot{\bar{x}} = (A' + B^T F^T + B^J F^J)\bar{x} + (B' + B^T G^T + B^J G^J)\bar{u}. \tag{27}$$

Există desigur şi cazuri particulare intermediare celor prezentate anterior, pentru fiecare obţinîndu-se matricea N şi ecuaţia de stare prin particularizări ale expresiei (18) şi ecuaţiei (19).

De remarcat că în cazurile 3, 4 şi 5, frecvent întîlnite în practică, expresiile matricei N şi a sumelor de matrice din ecuaţia de stare sînt mult mai simple decît în cazul general.

4. Aplicaţie

Circuitul din figura 3 conţine o sursă de curent comandată în tensiune, o sursă de tensiune comandată în curent, un nod de bobină ($L_1L_2L_3$), o buclă de condensatoare ($C_2C_3C_4$), precum şi două bobine cuplate magnetic (L_4L_5). Desemnînd bobina L_3 şi condensatorul C_4 ca elemente în exces, se selectează arborele normal, indicat prin linii îngroşate în figura 3.

Se secţionează nodul (k), apoi (p), folosind suprafeţele închise S_1, S_2, circuitul fiind astfel descompus în trei multipoli (fig. 4).

Cuplajul mutual a fost simulat cu ajutorul surselor de tensiune comandate în derivata curentului u_3^{m1}, u_3^{m2}.

Se definesc vectorii indicaţi în pasul 6 al algoritmului propus, după cum urmează:

— pentru multipolul (1):

$$\bar{x}_1 = [x_1 x_2]^t,\ \bar{u}_1 = [0],\ \bar{v}_1^t = [0],\ \bar{v}_1^J = [v_{11}^{J1} v_{11}^{J2}]^t,\ \bar{u}_1^m = [0],\ \bar{u}_1^c = \gamma x_4 \tag{28}$$

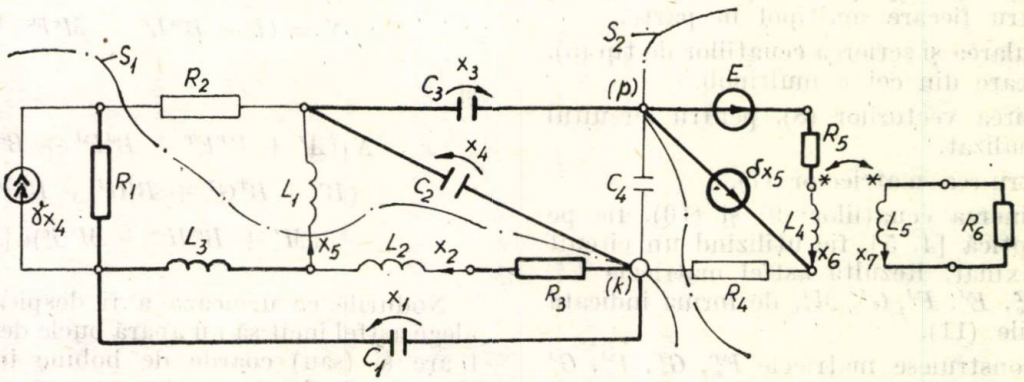


Fig. 3. Circuit cu elemente în exces, surse comandate şi cuplaj mutual.

— pentru multipolul (2):

$$\bar{x}_2 = [x_3 x_4 x_5]^t,\ \bar{u}_2 = [0],\ \bar{v}_2^T = [v_{21}^T v_{22}^T]^t,$$
$$\bar{v}_2^J = v_{21}^J,\ \bar{u}_2^m = [0],\ \bar{u}_2^c = [0] \qquad (29)$$

— pentru multipolul (3)

$$\bar{x}_3 = [x_6 x_7]^t,\ \bar{u}_3 = E,\ \bar{v}_3^T = v_{31}^T,\ \bar{v}_3^J = [0],$$
$$\bar{u}_3^m = [u_3^{m1} u_3^{m2}]^t,\ u_3^c = \delta x_3. \qquad (30)$$

În expresiile (32), s-a folosit notația:

$$\Delta = C_2C_3 + C_3C_4 + C_4C_2.$$

Pentru matricele B^J, B', B^c, B^m și M^J s-au indicat dimensiunile (numărul de linii x numărul de coloane) și elementele nenule. B^J (3, 4), de exemplu, indică elementul din linia 3, coloana 4, al matricei B^J. Matricele M', M^T și M^c sînt nule.

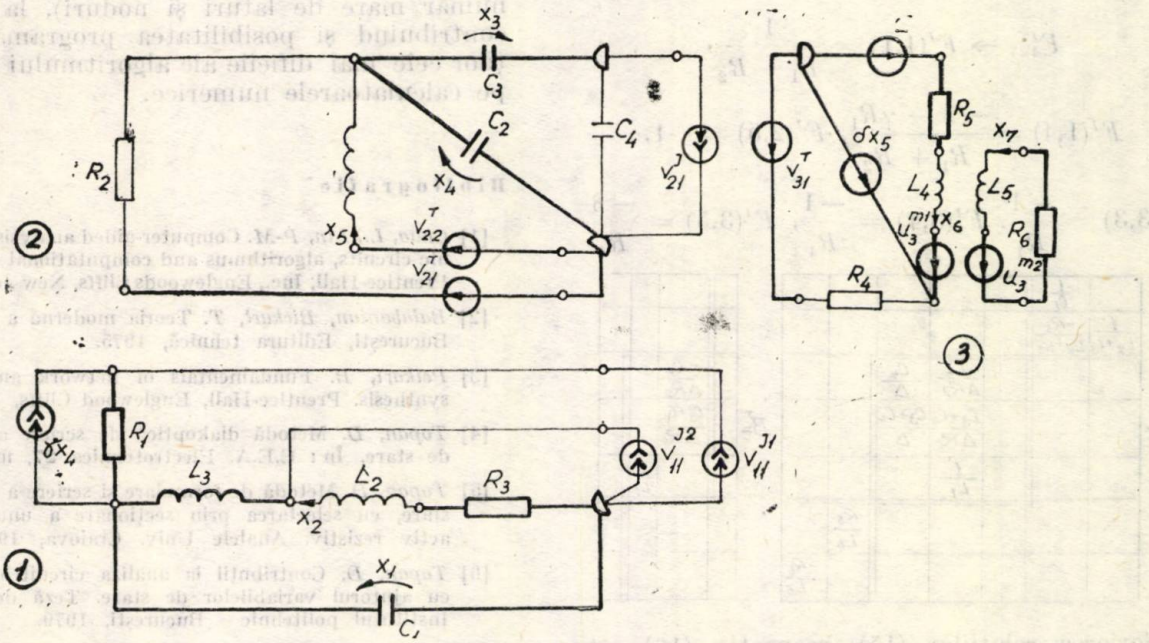


Fig. 4. Multipolii obținuți prin despicarea nodurilor (k) și (p) ale circuitului din figura 3, urmată de introducerea surselor fictive adecvate.

Circuitul considerat se încadrează în cazul particular 4, deci expresia (26), respectiv ecuația (25) capătă formele particulare:

$$N = (I - B^T E^T - B^m L^m - M^J F_e^J)^{-1}, \qquad (26')$$

respectiv:

$$\dot{\bar{x}} = N[(A' + B^T F^T + B^J F^J + B^c F^c)\bar{x} +$$
$$+ (B' + B^T G^T + B^J G^J)\bar{u}], \qquad (25')$$

corespunzătoare circuitului concret analizat.

Scrierea ecuațiilor de stare pentru fiecare dintre cei trei multipoli, permite determinarea matricelor din ecuația (5), $j = 1, 2, 3$. Conform expresiilor (7), se construiesc matricele A', B^T, B^J, B', B^c, B^m și M^J. În prealabil s-au definit vectorii:

$$\bar{v}^T = [0\ v_{21}^T\ v_{22}^T\ v_{23}^T]^t,\ \bar{v}^J = [v_{11}^{J1}\ v_{11}^{J2}\ v_{21}^J\ 0]^t, \qquad (31)$$

$$\bar{v}_e^T = [v_{21}^T\ v_{31}^T]^t,\ \bar{v}_e^J = [v_{11}^{J1}\ v_{11}^{J2}\ v_{21}^J]^t.$$

$$B_{7\times4}^J \to B^J(1,1) = \frac{-1}{C_1},\ B^J(1,2) = \frac{-1}{C_1},$$

$$B^J(3,3) = \frac{C_2}{\Delta},\ B^J(4,3) = \frac{C_3}{\Delta},$$

$$B_{7\times3}' \to B'(6,3) = \frac{1}{L_4},\ B_{7\times3}^c \to B^c(6,3) = \frac{-1}{L_4},$$

$$B_{7\times4}^m \to B^m(6,3) = \frac{1}{L_4},\ B^m(7,4) = \frac{1}{L_5},$$

$$M_{7\times2}^J \to M^J(2,2) = \frac{-L_3}{L_2 + L_3}. \qquad (32)$$

În urma exprimării vectorilor surselor fictive (31), în funcție de variabilele de stare și mărimile

de intrare, prin expresii de forma (9), (10), se obţin matricele :

$$E^T_{4\times7} \to E^T(3,2) = L_3,\ E^T(3,5) = -L_3.$$

$$F^T_{4\times7} \to F^T(2,1) = \frac{-R_2}{R_1 + R_2},$$

$$F^T(2,4) = \frac{R_1(\gamma R_2 - 1)}{R_1 + R_2},\ F^T(3,1) = -1,$$

$$F^T(4,3) = 1,\ F^T(4,4) = 1, \qquad (33)$$

$$F^J_{4\times7} \to F^J(1,1) = \frac{1}{R_1 + R_2},$$

$$F^J(1,4) = \frac{-1 - \gamma R_1}{R_1 + R_2},\ F^J(2,5) = -1,$$

$$F^J(3,3) = \frac{-1}{R_4},\ F^J(3,4) = \frac{-1}{R_4},\ F^J(3,5) = \frac{-\delta}{R_4}.$$

$$A' = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & & & & & \\ \frac{1}{L_2+L_3} & \frac{-R_3}{L_2+L_3} & & & & \\ & & \frac{-C_4}{\Delta R_2} & \frac{C_4}{\Delta} & & \\ & & \frac{C_3+C_4}{\Delta R_2} & \frac{C_3+C_4}{\Delta} & & \\ & & \frac{1}{L_1} & & & \\ & & & & \frac{-R_5}{L_4} & \\ & & & & & \frac{-R_6}{L_5} \end{bmatrix} \quad B^T = \begin{bmatrix} & & \\ & & \\ \frac{-C_4}{\Delta R_2} & & \\ \frac{C_3+C_4}{\Delta R_2} & & \\ & \frac{1}{L_1} & \\ & & \\ & & \end{bmatrix}$$

Scrierea relaţiilor (15), respectiv (16) este imediată, rezultînd matricele :

$$F^c_{3\times7} \to F^c(1,4) = \gamma,\ F^c(3,5) = \delta, \qquad (34)$$

respectiv :

$$L^m_{4\times7} \to L^m(3,7) = L_{45},\ L^m(4,7) = L_{54}, \qquad (35)$$

unde L_{45} şi L_{54} sînt inductivităţi de cuplaj mutual.

Substituind matricele (32) — (35) în expresia (26'), apoi în ecuaţia (25') se obţine ecuaţia de stare a circuitului considerat.

Concluzii

Metoda propusă în această lucrare, cu aplicabilitate în cazul circuitelor liniare cu cuplaje magnetice şi surse comandate, este deosebit de eficace în cazul circuitelor complexe (cu număr mare de laturi şi noduri), la aceasta contribuind şi posibilitatea programării părţilor cele mai dificile ale algoritmului conţinut pe calculatoarele numerice.

Bibliografie

[1] *Chua, L., Lin, P-M.* Computer-aided analysis of electronic circuits, algorithmus and computational techniques. Prentice-Hall, Inc., Englewoods Cliffs, New Jersey, 1975.

[2] *Balabanian, Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1975.

[3] *Peikari, B.* Fundamentals of network analysis and synthesis. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1974.

[4] *Topan, D.* Metodă diakoptică de scriere a ecuaţiilor de stare. În : E.E.A. Electrotehnica **27**, nr. 2, 1979.

[5] *Topan, D.* Metodă de formulare şi scriere a ecuaţiei de stare, cu selectarea prin secţionare a unui multipol activ rezistiv. Analele Univ. Craiova, 1978.

[6] *Topan, D.* Contribuţii la analiza circuitelor electrice cu ajutorul variabilelor de stare. Teză de doctorat, Institutul politehnic — Bucureşti, 1979.

[7] *Calahan, D.* Computer-aided network design. Mc-Graw-Hill, Inc., New York, 1972.

[8] *Topan, D.* Computerunterstützte Berechnung von nichtlineare Netzwerken mit zeitdiskretisierten linearisierten Modellen. Wiss. Zeitsch. T. H. Ilmenau, 24, Heft 3, 1978.

[9] *Topan, D.* Studiu comparativ asupra metodelor diakoptice de obţinere a ecuaţiilor de stare. Comunicare în cadrul celui de-al doilea Colocviu Naţional de Supraconductibilitate şi Electrotehnică, Craiova, 1980.

[10] *Riegle, D. E., Lin, P. M.* Matrix signal flow graphs and an optimum topological method for evoluating their gains. În : I.E.E.E. Transactions on Circuit Theory, **CT-19**, 5 1972.

CZ [621.311.1.026.5 ; 621.372.543]001.5

FILTRE
ECHIPAMENT DE COMPENSARE

Eficiența filtrelor electrice de putere

IONEL RÂULESCU * — București

1. Aspecte generale

Compensarea puterii reactive cu condensatoare de putere necesită luarea în considerație și a regimului deformat asociat, pentru a corespunde prevederilor actuale [1]. Neatingerea factorului de putere neutral era penalizată anterior moderat, astăzi însă puterea reactivă este tarifată pentru impulsionarea economiei de energie [2].

Condensatoarele paralel simple se încarcă simțitor cu curenții armonici generați de receptoarele neliniare și determină o altă circulație a puterilor reactive, greu controlabilă [3]. Datorită răspîndirii aparatelor și echipamentelor cu comandă electronică au apărut noi recomandări privind cerințele de calitate a energiei electrice [4]. Pe de altă parte, „refularea" energiei reactive în rețea, respectiv protojarea condensatoarelor paralel prin bobine înseriate, constituind baterii dezacordate, nu va mai fi admisă [5].

De aceea, instalațiile au devenit de compensare-filtrare și trebuie îngrijit analizate pentru configurații definite, întrucît schimbînd impedanța rețelei pot da naștere la supratensiuni și supracurenți mărind riscul de avarie. Dimensionarea filtrelor locale nu este simplă, pentru că încărcarea lor depinde nu numai de armonicile generate de receptor, ci și de conținutul de armonici din punctul de alimentare [6].

Pentru o proiectare eficientă, reamintim cîteva elemente de calcul. Filtrele absorbante oferă la acord o impedanță echivalentă

$$Z_s = \rho/q \qquad (1)$$

ρ fiind impedanța caracteristică a circuitului, iar q — factorul lui de calitate determinat de pierderile active.

Se știe că :

$$\rho = \sqrt{L/C}, \text{ ohmi} \qquad (2)$$

unde L este inductanța bobinei iar C — capacitatea condensatoarelor.

Gradul de filtrare, respectiv reducerea curentului armonic prin sursă, ce se poate obține [7] este :

$$g_F = \frac{U_{\nu F}}{U_{\nu 0}} \simeq \frac{I_\nu \cdot Z_{F\nu}}{I_\nu \cdot X_{N\nu}}, \qquad (3)$$

unde :

$U_{\nu 0}$ este tensiunea armonicii inițiale ;
$U_{\nu F}$ — tensiunea armonicii cu filtru ;
I_ν — curentul armonicii ;
$X_{N\nu}$ — impendanța rețelei la armonica ν ;
$Z_{F\nu}$ — impedanța reală a filtrului, putînd diferi de Z_s.

Acordul precis este influențat de toleranțele inevitabile și variația termică la C, de adăugarea unor inductanțe locale, precum și de fluctuația în frecvență (uneori chiar a fundamentalei), [7], după relația :

$$Z_{F\nu} = \rho \sqrt{\left(\frac{1}{q}\right)^2 + (2\Delta\omega_{rel} + \Delta_{rel}L + \Delta C_{rel})^2}, \text{ ohmi}, \qquad (4)$$

unde :

$\Delta\omega_{rel}$ este abaterea relativă a pulsației armonice ;
ΔL_{rel} — abaterea relativă a inductanței ;
ΔC_{rel} — $\Delta C/C$.

Pentru o rețea cu caracter inductiv, la frecvențe apropiate de rezonanță, [8] :

$$X_{N\nu} \simeq \nu X_{sc}, \text{ ohmi}, \qquad (5)$$

unde X_{sc} este reactanța de scurtcircuit a rețelei.

Acordarea exactă „in situ" a filtrelor de putere face necesară ajustarea bobinei de ordinul a 5%, fie prin prize, fie prin deplasare mecanică. Filtrele pot fi solicitate de frecvențele inferioare, de exemplu subarmonici fluctuante da cicloconvertoare, de aceea, este prudent să se facă un dezacord ușor în „inductiv" reducerea filtrării fiind moderată [6, 7].

Componentele reactive a impedanței rețelei și a filtrelor rezonante pot da naștere unor rezonanțe paralele care tind să amplifice tensiunea și curentul armonicilor în filtre și elementele rețelei [9]. Deci, ansamblul filtru + sursă va fi văzut de către receptor ca un sistem nu numai cu „nuluri" stabilite de acordul filtrelor absorbante, ci și cu „poli" ținînd seama de inductanța echivalentă a rețelei. Aflarea poziției acestora este posibilă prin analiza imitanțelor sistemului [10 ; 11].

* Dr. ing. *Râulescu I.* — ICPE — București.

2. Influența rezonanțelor paralel

Poziția polilor este legată și de inductivitatea sursei de alimentare

$$L_N = X_{sd}/\omega_0, \text{ H}, \tag{6}$$

unde ω_0 este pulsația fundamentalei.

Se va urmări o rezolvare printr-o tehnică de apropiere, considerînd, într-o primă etapă, numai 2 filtre cu notațiile ca în schema din figura 1.

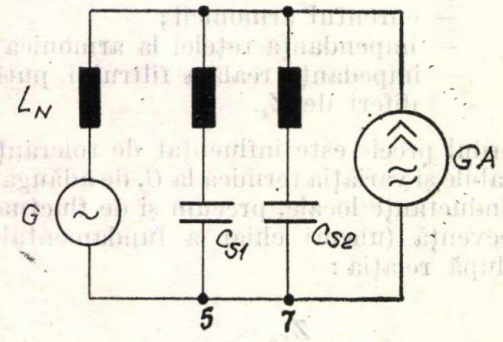


Fig. 1. Schema cu două filtre: G — sursa de alimentare; $G.A.$ — receptorul neliniar considerat generator armonic de curent constant; $C_{s1,2}$ — capacitățile filtrelor pentru armonicile 5; 7.

Transformînd relația indicată în [10] se obține:

$$\omega_{p1,2}^4\left[L_N\left(\frac{C_{s1}}{\omega_{s2}^2}+\frac{C_{s2}}{\omega_{s1}^2}\right)+\frac{1}{\omega_{s1}^2\cdot\omega_{s2}^2}\right]- \tag{7}$$

$$-\omega_{p1,2}^2\left[L_N(C_{s1}+C_{s2})+\frac{1}{\omega_{s1}^2}+\frac{1}{\omega_{s2}^2}\right]+1=0,$$

unde s-a notat:

$C_{s1.2}$ — capacitățile filtrelor 1, 2;
$\omega_{s1.2}$ — pulsațiile de rezonanță serie ale filtrelor 1, 2;
$\omega_{p1.2}$ — pulsațiile de rezonanță paralel 1, 2.

Rezultă, într-o primă aproximare, $\omega_{p1.2}$, precum și capacitățile echivalente rezonante cu L_N.

$$C_{p1.2}=\frac{1}{\omega_{p1,2}^2 L_N}, \text{ F}. \tag{8}$$

Filtrele superioare cu capacitățile C_{s3} și C_{s4}, nefigurate în figura 1, intervin cu un aport reactiv în domeniul frecvențelor $f_{p1.2}$ cu capacități echivalente mai mici C'_{s3} și C'_{s4} modificînd întrucîtva amplasarea polilor.

$$f'_{p1.2}=f_{p1.2}\sqrt{1+\frac{C'_{s3;1.2}+C'_{s4;1.2}}{C_{p1.2}}}, \text{ Hz}. \tag{9}$$

Calcule similare se pot efectua pentru polii dintre filtrele 2—3 și 3—4.

Impedanța polilor depinde de factorul de calitate al rețelei care rar este mai mare de 1 (în gol de sarcină $q_p \simeq 1 \div 5$). [8].

$$Z_p = q_p L_N 2\pi f_p, \text{ ohmi}. \tag{10}$$

Incidența spectrului semnalului cu rezonanțele paralel, fără a ține seama de amortizările date de consumatori, poate aduce o distorsiune relativă a tensiunii:

$$\delta_{uv}=\frac{\delta_{iv}\cdot I_1\cdot Z_p}{U_1}, \tag{11}$$

unde:

δ_{iv} este distorsiunea de curent măsurată;
I_1 — curentul fundamentalei;
U_1 — tensiunea fundamentalei.

Gradul de distorsiune δ_{uv} poate spori în prezența filtrului [12]. Această dificultate se poate depăși în primul rînd prin modificarea (mărirea) puterii de scurtcircuit sau a parametrilor filtrelor.

3. Verificarea acordului și parametrilor reali ai filtrelor

Pentru aflarea frecvenței de acord real f_r s-a folosit un generator de putere cu adaptare apropiată sarcinii oferită de filtre, conform schemei din figura 2, punînd neutrul semistelei condensatoarelor la „masă". În prealabil s-a verificat rezistența șinelor de pămîntare.

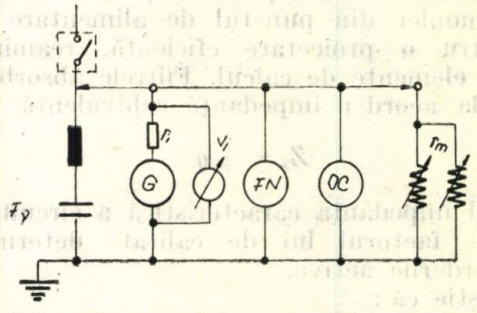


Fig. 2. Schema de măsurare a impedanței serie echivalente. F_ν — filtrul armonicii ν; G — generator de joasă frecvență GZ — 33 cu voltmetru intern V_i; FN — frecvențmetru numeric PFL-20; OC — osciloscop PM 3 231; r_m — rezistențe de măsură decadice $10\times0{,}1$; 10×1; 10×10; 10×100 ohmi.

Pentru precizarea acordului pe minimum rezistiv s-a observat forma undei pe osciloscop.

Pentru măsurarea impedanței echivalente serie Z_s în zona de absorbție s-a folosit metoda „substituției".

Pentru determinarea parametrilor filtrului s-a recurs la măsurarea impedanței echivalente

paralel tot cu metoda „substituției", conform schemei din figura 3, pe acord maximal indicat de voltmetrul propriu al generatorului.

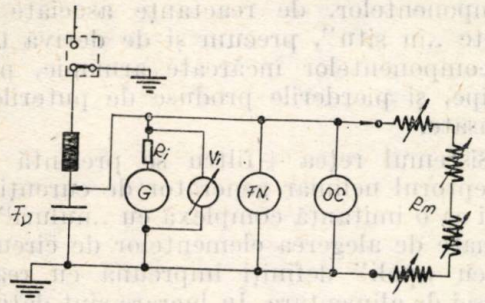


Fig. 3. Schema de măsurare a impedanței paralel echivalente. Aceleași notații ca în figura 2; $r_i \to R_i$; $r_m \to R_m$.

Se știe [13] că: $Z_p \simeq q \cdot \rho$, ohmi. (12)

Trebuie subliniat că această valoare Z_p nu este legată de parametrii „polilor".

Valorile căutate reies:

$$\rho = \sqrt{Z_s \cdot Z_p}, \text{ ohmi}, \tag{13}$$

$$q = \sqrt{Z_p / Z_s}. \tag{14}$$

Astfel cu aparatură uzuală s-au putut determina suficient de precis parametrii reali pe fiecare filtru și fază.

Pentru a afla cauzele abaterilor acordului, pasul următor îl constituie măsurarea capacităților în sinusoidal cu aparate de măsură lucrînd pînă la 10 kHz și generator de putere de joasă frecvență sau punți RLC dacă au generator intern sau pot folosi o sursă externă sinusoidală, neafectată de armonicile inevitabile în exploatare.

Se menționează că un factor de calitate prea mic constituie cauza unor curenți, pierderi și încălziri necorespunzătoare bilanțului și premizelor preconizate.

Pentru un caz real avînd $S_{sc} = 130$ Mvar/6 kV și filtre pe armonicile 5; 7; 11 și 13 cu condensatoare de 57; 48; 24 și 19,2 μF și prezentînd factori de calitate între 40 și 16, corespunzător, se ilustrează rezultatele combinate ale măsurătorilor și calculelor în diagrama

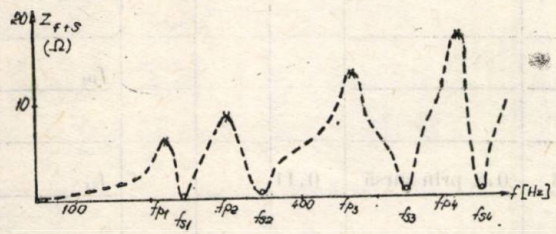


Fig. 4. Caracteristica impedanței filtru + sursă văzută de receptorul neliniar (v. textul); 0 — puncte măsurate; x — puncte calculate.

din figura 4, care prezintă caracteristica impedanței filtre + sursă văzută de receptor.

Din confruntarea spectrului armonicilor cu caracteristica impedanței se pot calcula coeficienții noi de distorsiune pe curent și tensiune, particulari și globali.

Mai amănunțit, analiza spectrogramei pînă la $\nu = 13$ inclusiv a tensiunii, indicată de un analizor cu explorare selectivă la 3 Hz lărgime de bandă, este redată în tabelul din anexa 1. S-a făcut referire la $I_1 = 735$ A și s-au calculat curenții reziduali la frecvențele laterale polilor cu relația:

$$I_{\nu\,\text{rezid.}} = I_\nu \times \left| \frac{X_e}{Z_{N\nu} - X_e} \right|, \text{ A}, \tag{15}$$

unde X_e este reactanța echivalentă a circuitului, neglijînd pierderile cînd sînt diferite ca ordin de mărime.

4. Verificarea încărcării filtrelor „la cald"

La o sursă fără armonici și fără receptorul neliniar, pe bobina filtrului ν ar trebui să existe doar tensiunea:

$$U_{L0} = \frac{U_1}{\nu^2 - 1}. \tag{16}$$

Pentru evidențierea încărcării filtrului, avînd în vedere că ampermetrul legat pe transformatorul de curent nu are o caracteristică fidelă de frecvență s-a folosit schema de măsură din figura 5, măsurînd tensiunea existentă pe bobina filtrului.

Transformatorul de tensiune conectat „flotant" constituie o sarcină neglijabilă. El trebuie să aibe capacitate minimă față de pămînt, frecvența proprie de rezonanță la limita spectrului armonic considerat, necesitînd corectarea caracteristicii de frecvență cu o sarcină adecvată.

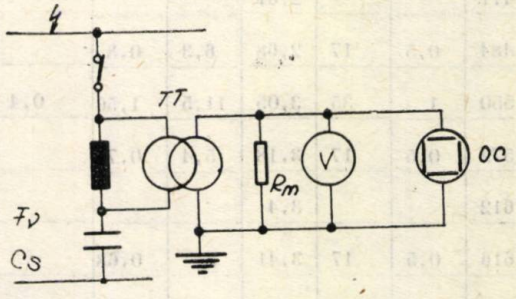


Fig. 5. Verificarea încărcării filtrului „la cald": F_ν — filtrul armonicii ν; C_s — capacitatea filtrului ν; TT — transformator de tensiune TIRBO-6 nr. 885 006/1977 cu $\ddot{u} = 63{,}8 : 1$ și $f_r = 623$ Hz; rezistență bobinată 100 Ω/16 W; V-VA metru Goertz lp sau multimetru numeric EO302; OC — osciloscop PM 3231.

Faţă de valoarea U_L citită şi recalculată cu raportul real de transformare, rezultă tensiunea armonică globală :

$$U_v = \sqrt{U_L^2 - U_{L0}^2}, \quad \text{V.} \qquad (17)$$

Ştiind că la rezonanţă $X_{Lv} = X_{c0}/\nu$, ohmi (18) rezultă curentul de încărcare armonică :

$$I_v \simeq U_v/X_{Lv}, \quad \text{A.} \qquad (29)$$

Verificarea pe fiecare fază şi filtru trebuie făcută în raport cu evoluţia componentelor şi a reţelei care poate aduce surse suplimentare de armonici, configuraţii noi, precum şi derive termice temporare sau permanente ale valorilor componentelor, sau altă reactanţă de scurtcircuit, cauzată de prezenţa unor baterii simple sau dezacordate.

5. Concluzii

Pentru obţinerea unei filtrări eficiente a consumatorilor deformanţi, trebuie cunoscuţi atît componenţa armonică a tensiunii şi curentului, cît şi parametrii reali ai circuitelor folosite în configuraţii definite. Acordul şi admitanţa filtrelor electrice de putere fabricate sînt influenţate de pierderile şi toleranţele inevitabile ale componentelor, de reactanţe asociate distribuite „in situ", precum şi de deriva termică a componentelor încărcate armonic, puse să disipe, şi pierderile produse de puterile compensate.

Sistemul reţea + filtru se prezintă pentru receptorul neliniar generator de curenţi armonici ca o imitanţă complexă cu „nuluri" determinate de alegerea elementelor de circuit, dar şi cu „poli" definiţi împreună cu reactanţa sursei de alimentare. În lucrare sînt date relaţii utile pentru aflarea prin calcul a rezonanţelor paralel periculoase prin distorsionarea tensiunii şi modificarea circulaţiei reactive.

Pentru determinarea precisă a acordului fiecărui filtru absorbant, s-a definitivat o metodologie de măsură, dezvoltată pe baza considerentelor expuse. Astfel măsurarea „la rece" a frecvenţei de acord cu generator de semnal

Anexa 1

f, Hz	δ_u, %	u_ν, V	$Z_{N\nu}$, ohmi	I_ν, A	δ_i, %	X_e, ohmi	g_f	I_ν rezid., A	δ_i', %	$u'\nu$, V	δ_u', %	Obs.
220	2,5	86	1,22	70	9,5	−2,85		116 A prin sursă 50 A prin F5	15,8	141	4,1	$f_{p1} = 225$ Hz
250	5	172	1,38	124	16,9	0,37	0,7=1/3,7	26,4 prin sursă	3,6	26,5	0,76	f_{s1}
280	2,5	86	1,55	65	8,9	2,58	0,6=1/1,67	24,3 prin sursă 40 prin F5	3,3	24,2	0,7	
309			1,72									f_{p2}
314	2	69	1,74	40	5,4	−2,06		50 prin sursă 40 prin F7	6,8	50	1,44	
350	5	172	1,94	89	12,1	0,31	0,16=1/6,3	12,2 prin sursă	1,66	12,2	0,35	f_{s2}
386	2,3	80	2,16	37	5	1,79	0,83=1/1,2	16,8 prin sursă 20 prin F7	2,3	17	0,62	
471			2,61									f_{p3}
484	0,5	17	2,68	6,3	0,8							
550	1	35	3,05	11,5	1,56	0,4	0,13=1/7,6	1,3 prin sursă	0,18			f_{s3}
572	0,5	17	3,18	5,4	0,73							
612			3,4									f_{p4}
616	0,5	17	3,41	5	0,68							
650	1	35	3,6	9,7	1,32	0,333	0,092=1/10,8	0,8 prin sursă	0,11			f_{s4}
728	0,5	17	4,03	4,2	0,57							

$\delta_{u0} = \sqrt{\Sigma \delta_u^2} = 8{,}7\%$ $\quad \delta_{i0} = 25{,}7\%$ $\quad \delta_i' = 18{,}4\%$ $\quad \delta_u^1 = 4{,}5\%$

de putere limitată şi frecvenţmetru numeric a fost întărită de măsurarea rezistenţelor echivalente impedanţelor circuitelor serie şi conectate ad-hoc şi paralel, observîndu-se caracterul rezistiv pe un osciloscop asociat. Au rezultat imediat impedanţa reală, impedanţa caracteristică, factorul de calitate şi lărgimea de bandă a fiecărui circuit.

Din măsurări şi calcule a rezultat o diagramă combinată ilustrînd caracteristica de frecvenţă văzută de un receptor neliniar.

Din confruntarea spectrului armonic al receptorului cu caracteristica de frecvenţă a impedanţei sistemului amonte s-au putut calcula gradul de filtrare, curenţii armonici reziduali, reziduul deformant şi, corespunzător, coeficienţii rezultanţi de distorsiune pe curent şi tensiune pe fiecare armonică şi, global, ceea ce s-a rezumat tabelar. Aceste valori au fost confirmate de spectrogramele ridicate cu un analizor cu explorare selectivă la un consumator neliniar fără şi cu filtrele armonicilor 5; 7; 11; 13.

Pentru evidenţierea încărcării reale „la cald" a fiecărui filtru s-a experimentat o metodă de măsură directă a tensiunii rezultate pe bobina filtrului parcursă de curentul de reţea şi armonica selectată cu ajutorul unui transformator de tensiune „flotant" şi cu caracteristica de tensiune corijată.

Metodele expuse au fost aplicate permiţînd determinarea caracteristicilor reale ale unor filtre în exploatare la 2 consumatori puternici deformanţi, contribuind la creşterea eficienţei filtrelor.

Autorul îşi propune extinderea metodologiei la explorarea imitanţei complexe a sistemului echivalent reţea + filtru.

Bibliografie

[1] * * * MEE. Normativ privind limitarea regimului deformant. PE-143/1980.

[2] * * * MEE. Instrucţiuni privind compensarea puterii reactive la consumatorii industriali. PE-931/75.

[3] *Schwartz, H. G.* Müssen Netzrückwirkungen den Einsatz der Leistungselektronik einschränken. În: ETZA-5/1977, p. 328—329.

[4] DIN EN 50 006/1976 Begrenzung von Rückwirkungen in Stromversorgungsnetzen.

[5] * * * Simpozionul Jubiliar ICEMENERG — iunie 1980, Bucureşti.

[6] *Heumann, K., Schultz, W., Schwartz, H. G.* Bestehende und zukünftige Möglichkeiten, Netzrückwirkungen von Stromrichter-Anlagen zu beherrschen. În: ETZ-A 5/1977, p. 330—334.

[7] *Becker, H., Schultz, W.* Grundlagen zur Beurteilung von Oberschwingungsrückwirkungen in Versorgungsnetzen. În: ETZ-A 5/1977, p. 335—338.

[8] *Bretschneider, G., Waldmann, E.* Zulässige Oberschwingungsspannungen in Stromversorgungsnetzen. În: ETZ-A 2/1976, p. 90—96.

[9] *Lacoste, A., Brewer, G. L., Ekström, A., Le Du, A., Lindh, C., Povh, D., Young, D. J.* Filtrage des harmoniques et compensation de puissance reactive dans les liaisons à haute tension Enquete generale. În: Electra nr. 63.

[10] *Maier, R.* Auslegung von Filtern in der Starkstromtechnik. În: ETZ **100**, 9/1979, p. 438—439.

[11] *Cartianu, Gh., Săvescu, M., Constantin, I., Stanomir, D.* Semnale, circuite şi sisteme. Ed. Didactică, 1980, p. 176.

[12] *Bieger Fr.* Oberschwingungen in Niederspannungsnetzen. În: Siemens-Zeitschrift 8/75, p. 538—542.

[13] *Philippow, E.* Grundlagen der Elektrotechnik, 1970, p. .518

CZ 621.313 : 621.3.015

MOTOARE LINIARE
REGIMURI TRANZITORII
MODELARE NUMERICĂ

Studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone la modificarea tensiunii de alimentare prin modelare numerică

GHEORGHE LIVINŢ, CLAUDIA BOTEZ * — Iaşi

Pentru proiectarea sistemelor de acţionare electrică cu motoare liniare asincrone prezintă importanţă şi analiza comportării acestora în regimurile tranzitorii. Particularităţile constructive ale motoarelor liniare asincrone determină apariţia efectelor de capăt transversal şi longitudinal, specifice acestora. Aceste efecte influenţează variaţiile mărimilor : forţă, viteză, alunecare, curenţi, în procesele tranzitorii.

Se ştie că la motoarele asincrone rotative regimurile dinamice sînt caracterizate de un sistem de ecuaţii diferenţiale neliniare [1, 2].

Comportarea dinamică depinde de punctul static de funcţionare de pe caracteristica mecanică, cuplu funcţie de alunecare, $M = f(s)$ de coordonate $s = s_s$ şi $M = M_s = M_r$, corespunzător regimului staţionar, ce precede regimul tranzitoriu al sistemului de acţionare. Această comportare se modifică funcţie de frecvenţă, tensiunea de alimentare şi legea de variaţie în funcţie de viteză a cuplului rezistent M_r, [1, 2].

Ecuaţiile proceselor tranzitorii ale motoarelor asincrone rotative au fost aplicate şi la motoarele liniare asincrone de tip cilindric [3]. Integrînd ecuaţiile diferenţiale neliniare prin modelare pe calculatorul analogic, în [3] s-a analizat

* Institutul politehnic — Iaşi

influența masei sistemului mobil, a parametrilor înfășurării și sursei de alimentare asupra duratei regimului tranzitoriu, a forței maxime și a vitezei finale.

În [4], pe baza ecuațiilor cîmpului magnetic nestaționar din întrefier, se indică o metodă de modelare analogică a proceselor tranzitorii electromagnetice ale motoarelor liniare, la viteza constantă a indusului. Această metodă permite determinarea inducției, curenților, forței electromagnetice în fiecare punct de pe lungimea mașinii, în orice moment de timp.

În [3] și [4] parametrii motoarelor liniare sînt considerați constanți. Efectele specifice ce intervin în funcționarea motoarelor liniare determină variația cu alunecarea s a parametrilor acestora, [5, 6].

În lucrarea de față se introduc acești parametri variabili cu alunecarea [5, 6], ai motoarelor liniare, în ecuațiile cunoscute ale motoarelor asincrone rotative [1, 2], obținîndu-se o formă generală a ecuațiilor proceselor tranzitorii ale sistemelor de acționare cu motoare liniare. Se analizează regimurile tranzitorii la modificarea tensiunii de alimentare pentru un sistem de acționare cu motor liniar, integrînd numeric ecuațiile neliniare simplificate corespunzător. Se prezintă grafice și tabele ce ilustrează variațiile mărimilor: forță, curent, alunecare, în regimurile tranzitorii pentru două situații: a — parametrii motorului liniar sînt considerați constanți; b — parametrii motorului liniar sînt variabili cu alunecarea.

1. Ecuațiile regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone

Pentru simplificarea analizei proceselor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone se admit următoarele ipoteze [3, 4]: a — întrefierul este uniform; b — circuitul magnetic este nesaturat; c — cîmpul magnetic este distribuit sinusoidal în întrefier; d — înfășurările fazelor sînt identice.

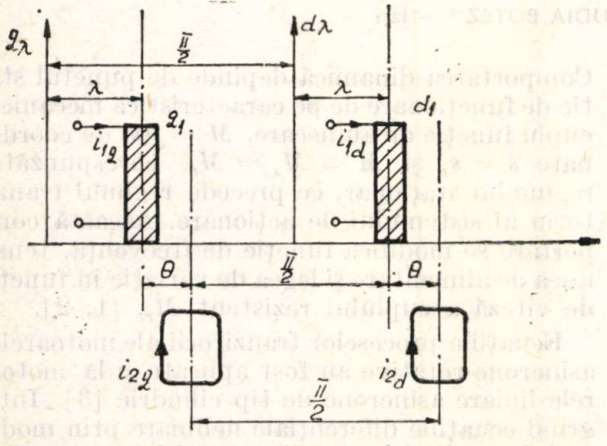


Fig. 1. Modelul bifazat al motorului asincron liniar.

În aceste condiții motorul liniar asincron trifazat poate fi înlocuit cu modelul echivalent acestuia, motorul liniar bifazat (fig. 1). Mărimile inductorului și indusului se notează cu indicii *1*, respectiv *2*. Sistemul de axe d_λ, q_λ, decalate între ele cu 90° electrice se deplasează cu o viteză oarecare v_λ, față de axa de referință (d_1), care coincide, în cazul de față, cu axa unei înfășurări a inductorului. Dacă se neglijează influența efectelor specifice, pentru regimurile tranzitorii ale motoarelor liniare sînt aplicabile ecuațiile valabile pentru motoarele rotative asincrone. În sistemul de axe d_λ, q_λ aceste ecuații se scriu în forma:

$$[u_1]_{\perp\lambda} = R_1[i_1]_{\perp\lambda} + \frac{\mathrm{d}[\Phi_1]_{\perp\lambda}}{\mathrm{d}t} + \frac{\pi}{\tau} v_\lambda [j]\cdot[\Phi_1]_{\perp\lambda}, \tag{1}$$

$$[O]_{\perp\lambda} = R'_2[i_2]_{\perp\lambda} + \frac{\mathrm{d}[\Phi_2]_{\perp\lambda}}{\mathrm{d}t} + \frac{\pi}{\tau}(v_\lambda - v)\cdot[j]\cdot[\Phi_2]_{\perp\lambda},$$

unde fluxurile $[\Phi_1]_{\perp\lambda}$ și $[\Phi_2]_{\perp\lambda}$ și matricea $[j]$ sînt date de relațiile:

$$[\Phi_1]_{\perp\lambda} = L_1\cdot[i_1]_{\perp\lambda} + L_m[i_2]_{\perp\lambda};\quad L_1 = L_m + L_{\sigma 1}, \tag{2}$$

$$[\Phi_2]_{\perp\lambda} = L_m[i_1]_{\perp\lambda} + L_2[i_2]_{\perp\lambda};\quad L_2 = L_m + L'_{\sigma 2},$$

$$[j] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{3}$$

În relațiile (1) și (2) mărimile echivalente pe fază ale indusului se consideră raportate la inductor. Viteza indusului este $v = \mathrm{d}\theta(t)/\mathrm{d}t$, $\theta(t)$ fiind o funcție oarecare de timp. Matricele $[y]_{\perp\lambda}$ reprezintă forma matriceală a sinorilor reprezentativi (vectori Park), pentru tensiuni $[u_1]_{\perp\lambda}$, $[O]_{\perp\lambda}$, curenți $[i_1]_{\perp\lambda}$, $[i_2]_{\perp\lambda}$ și fluxuri magnetice $[\Phi_1]_{\perp\lambda}$, $[\Phi_2]_{\perp\lambda}$, raportați la sistemul de axe d_λ, q_λ, conform relației:

$$[y]_{\perp\lambda} = \begin{bmatrix} y_{d_\lambda} \\ y_{q_\lambda} \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Pentru motorul liniar asincron matricea tensiunilor $[u_1]_{\perp\lambda}$, de exemplu, este dată de relația:

$$[u_1]_{\perp\lambda} = \begin{bmatrix} u_{1d_\lambda} \\ u_{1q_\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{1m}\cdot\cos[(v_1 - v_\lambda)\cdot\pi t/\tau + \varphi_0] \\ U_{1m}\cdot\sin[(v_1 - v)\cdot\pi t/\tau + \varphi_0] \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Pentru sistemul de axe d_λ, q_λ ce se deplasează sincron cu cîmpul mașinii, $v_\lambda = v_1$, utilizat în continuare și notat sistemul d, q, se renunță la indicele λ la scrierea vectorilor Park și a componentelor acestora.

În acest caz în ecuațiile (1) va interveni alunecarea s:

$$v_\lambda - v = v_1 - v = s \cdot v_1. \tag{6}$$

Efectele de capăt, peliculare, reacția indusului, la motoarele liniare, determină variația cu alunecarea a parametrilor echivalenți: L_m, R'_2, $L'_{\sigma 2}$. Notînd cu $f_1(s)$, $f_2(s)$, $f_3(s)$ funcțiile dependente de alunecare, ce reflectă influența efectelor amintite, respectiv asupra parametrilor L_m, R'_2, $L'_{\sigma 2}$, expresiile acestora sînt:

$$L_m(s) = L_{m0} f_1(s);\ R'_2(s) = R'_{20} f_2(s);\ L'_{\sigma 2}(s) = L'_{\sigma 20} f_3(s), \tag{7}$$

unde: L_{m0}, R'_{20}, $L'_{\sigma 20}$ sînt parametri constanți ai unui motor rotativ echivalent sau a unui motor liniar ideal la care efectele specificate nu există. Funcțiile $f_1(s)$, $f_2(s)$, $f_3(s)$ au expresii diferite dependente de fenomenul specific considerat preponderent la analiza motorului liniar și stabilirea schemei echivalente pe fază a acestuia. Pentru un motor liniar cu inductor bilateral și indus nemagnetic, cu canal axial (fig. 2), sau masiv, utilizat în special la viteze mari, deci la frecvențe ridicate ale tensiunii de alimentare, se folosește schema echivalentă din figura 3. În acest caz preponderente se consideră reacția indusului, determinată de lungimea finită a inductorului și efectul pelicular din indus, care modifică inductanța L_m și rezistența R'_2, respectiv prin coeficienții $f_1(s) = K_\mu(s)$, $f_2(s) = K_R(s)$ ale căror expresii sînt stabilite în [5]:

$$f_1(s) = K_\mu(s) = \delta\left(1 + \frac{d_1\beta}{\text{th}\beta\Delta} + \frac{d_3\beta}{\text{sh}\beta\Delta}\right) \cdot \sqrt{\frac{2r(\text{ch}2p\Delta + \cos 2q\Delta)}{P^2 + Q^2}}$$

$$f_2(s) = K_R(s) = \frac{2pq\Delta(\text{ch}2p\Delta + \cos 2q\Delta)}{q \cdot \text{sh}2p\Delta + p \cdot \sin 2q\Delta}, \tag{8}$$

unde:

$$r = \beta^2\sqrt{1 + s^2G_1^2};\quad p = \sqrt{(r + \beta^2)/2};$$

$$q = \sqrt{(r - \beta^2)/2},$$

$$P = \text{sh}p\Delta \cdot \cos q\Delta + p(d_1\text{ch}p\Delta \cdot \cos q\Delta + d_3) - qd_1\text{sh}p\Delta \sin q\Delta,$$

$$Q = \text{ch}p\Delta \sin q\Delta + q(d_1\text{ch}p\Delta \cos q\Delta + d_3) + pd_1\text{sh}p\Delta \sin q\Delta,$$

$G_1 = \mu_0\omega_1/\beta^2 \cdot \rho_{0E2}$, $\beta = \pi/\tau$, $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f$, iar Δ, d_1, d_3, δ, sînt dimensiunile întrefierului și ale indusului prezentate în figura 2.

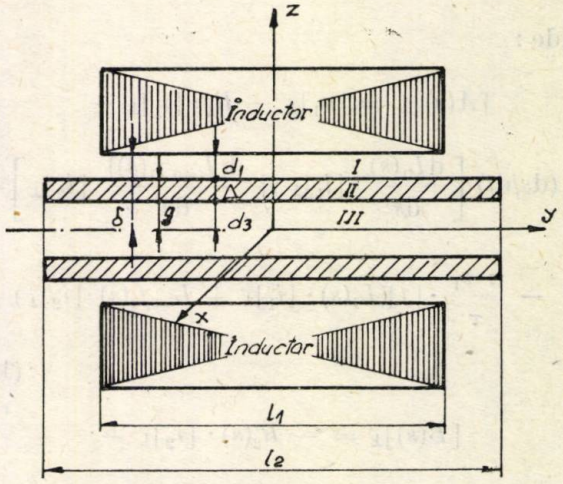


Fig. 2. Motor liniar asincron cu dublu inductor și indus nemagnetic cu canal axial (secțiune transversală).

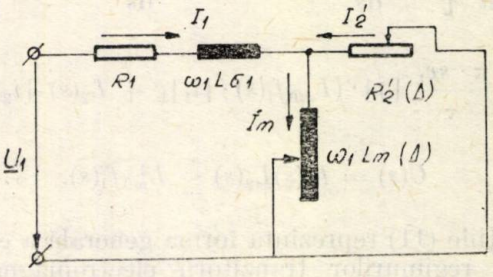


Fig. 3. Schema echivalentă pe fază a motorului liniar asincron,

Ținînd seama de relațiile (7) expresiile fluxurilor (2) în sistemul de axe d, q devin:

$$[\Phi_1]_\perp = L_1(s) \cdot [i_1]_\perp + L_{m0}f_1(s) \cdot [i_2]_\perp;$$
$$L_1(s) = L_{m0}f_1(s) + L_{\sigma 1}$$
$$[\Phi_2]_\perp = L_{m0}f_1(s) \cdot [i_1]_\perp + L_2(s) \cdot [i_2]_\perp; \tag{9}$$
$$L_2(s) = L_{m0}f_1(s) + L'_{\sigma 20} \cdot f_3(s).$$

Derivatele fluxurilor în raport cu timpul din ecuațiile de tensiuni (1) se exprimă prin intermediul derivatelor în raport cu alunecarea:

$$\frac{d[\Phi]_\perp}{dt} = \frac{d[\Phi]_\perp}{ds} \cdot \frac{ds}{dt}. \tag{10}$$

Pe baza relațiilor (7), (9), (10), ecuațiile de tensiuni (1), după separarea derivatelor curenților, se scriu în forma:

$$\frac{\mathrm{d}[i_1]_\perp}{\mathrm{d}t} = \frac{[A(s)]_\perp L_2(s) - [B(s)]_\perp L_{m0} f_1(s)}{C(s)}$$

$$\frac{\mathrm{d}[i_2]_\perp}{\mathrm{d}t} = \frac{-[A(s)]_\perp L_{m0} f_1(s) + L_1(s)[B(s)]_\perp}{C\cdot(s)}, \tag{11}$$

unde:

$$[A(s)]_\perp = [u_1]_\perp - R_1\cdot[i_1]_\perp -$$

$$-(\mathrm{d}s/\mathrm{d}t)\left[\frac{\mathrm{d}L_1(s)}{\mathrm{d}s}\cdot[i_1]_\perp + \frac{\mathrm{d}(L_{m0}f_1(s))}{\mathrm{d}s}\cdot[i_2]_\perp\right] -$$

$$-\frac{\pi\cdot v_1}{\tau}\cdot[j](L_1(s)\cdot[i_1]_\perp + L_{m0}f_1(s)\cdot[i_2]_\perp)$$

$$[B(s)]_\perp = -R_2'(s)\cdot[i_2]_\perp - \tag{12}$$

$$-\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}\cdot\left[\frac{\mathrm{d}(L_{m0}f_1(s))}{\mathrm{d}s}[i_1]_\perp + \frac{\mathrm{d}L_2(s)}{\mathrm{d}s}\cdot[i_2]_\perp\right] -$$

$$-\frac{\pi\cdot s v_1}{\tau}[j]\cdot(L_{m0}f_1(s)\cdot[i_1]_\perp + L_2(s)\cdot[i_2]_\perp)$$

$$C(s) = L_1(s)L_2(s) - L_{m0}^2 f_1^2(s).$$

Relaţiile (11) reprezintă forma generală a ecuaţiilor regimurilor tranzitorii electromagnetice ale motorului liniar, în care efectele specifice se iau în consideraţie prin parametrii dependenţi de alunecare.

Pentru motoare liniare de putere şi viteze sincrone reduse variaţiile inductanţelor cu alunecarea sînt mici. Dacă sistemul de acţionare are constanta electromecanică de timp mare, în regimurile tranzitorii variaţiile alunecării $\mathrm{d}s/\mathrm{d}t$ sînt mici. În aceste ipoteze în ecuaţiile (11), (12) se pot neglija termenii în care intervin derivatele inductanţelor, $[\mathrm{d}L_k(s)/\mathrm{d}s]\cdot(\mathrm{d}s/\mathrm{d}t) \simeq 0$, $k = 1, 2, m$. Adoptînd pentru motorul liniar o schemă echivalentă similară celei din figura 3, în care $L_{\sigma 2}'(s) = 0$, deci $L_2(s) = L_m(s)$, în condiţiile de mai sus, ecuaţiile (11) şi (12) se simplifică astfel:

$$\frac{\mathrm{d}[i_1]_\perp}{\mathrm{d}t} = \frac{[A'(s)]_\perp - [B'(s)]_\perp}{L_{\sigma 1}},$$

$$\frac{\mathrm{d}[i_2]_\perp}{\mathrm{d}t} = \frac{-[A'(s)]_\perp L_{m0}f_1(s) + [B'(s)]_\perp L_1(s)}{L_{m0}f_1(s)\cdot L_{\sigma 1}}, \tag{13}$$

unde:

$$[A'(s)]_\perp = [u_1]_\perp - R_1\cdot[i_1]_\perp -$$

$$-\frac{\pi v_1}{\tau}[j](L_1(s)\cdot[i_1]_\perp + L_{m0}f_1(s)\cdot[i_2]_\perp),$$

$$B'(s) = -R_2'(s)\cdot[i_2]_\perp - \tag{14}$$

$$-\frac{\pi s v_1}{\tau}\cdot[j]\cdot L_{m0}f_1(s)([i_1]_\perp + [i_2]_\perp).$$

Dacă se neglijează influenţa efectelor specifice asupra parametrilor motoarelor liniare, deci se consideră $f_k(s) = 1$, $k = 1, 2, 3$, ecuaţiile (11) şi (13) se reduc la ecuaţiile (1).

Pentru studiul complet al regimurilor tranzitorii ale acţionărilor cu motoare liniare la ecuaţiile (11) sau (13) se adaugă ecuaţia echilibrului mecanic:

$$F - F_r = m\cdot\mathrm{d}v/\mathrm{d}t = -mv_1\,\mathrm{d}s/\mathrm{d}t. \tag{15}$$

Din condiţia egalităţii puterilor dezvoltate de motorul liniar şi de motorul rotativ echivalent, conform relaţiei (16):

$$F\cdot v_1 = M\omega_1/p_0;\ v_1 = 2\cdot\tau\cdot f;\ \omega_1 = 2\pi f, \tag{16}$$

cunoscînd expresia (17) a cuplului motorului rotativ [1, 2]:

$$M = (1/2)3p_0L_m\cdot[i_1]_\perp[j]\cdot[i_2]_\perp, \tag{17}$$

pentru forţa F dezvoltată de motorul liniar se obţine expresia:

$$F = (1/2)(3\pi/\tau)L_m\cdot[i_1]_\perp\cdot[j]\cdot[i_2]_\perp. \tag{18}$$

În relaţia (18) termenul 1/2 nu mai apare, dacă se consideră valorile efective ale curenţilor în locul valorilor instantanee.

În cazul motorului liniar real efectul longitudinal de capăt determină reducerea forţei F la valoarea $F\cdot K_i(s)$, coeficientul subunitar $K_i(s)$, conform [5], avînd expresia:

$$K_i(s) = 1 - \frac{1-s}{n\cdot\pi(1+s^2G^2)}\left[2G + \right.$$

$$+\left(\frac{s^2G^2-1}{s}\sin\frac{ns\pi}{1-s} - \right.$$

$$\left.\left. - 2G\cos\frac{ns\pi}{1-s}\right)e^{-\frac{n\pi}{(1-s)G}}\right], \tag{19}$$

unde : $G = G_1 \cdot \Delta/\delta$ — este factorul de calitate al motorului.

Expresiile forţei rezistente F_r sînt diferite funcţie de natura maşinii de lucru acţionate. De obicei, F_r poate avea o componentă constantă şi componente proporţionale cu viteza. De exemplu, în cazul acţionării unui vehicul forţa rezistentă F_r [7] este dată de expresia :

$$F_r = m(a' + b'v + c' \cdot v^2)\,;\; v = v_1(1 - s), \tag{20}$$

unde : m — este masa de translaţie, echivalentă, a vehiculului ; a', b', c' sînt coeficienţi constanţi, care sînt cunoscuţi (sau se pot determina) pentru un sistem de acţionare dat.

Relaţia (20) se poate transforma astfel :

$$F_r = m \cdot v_1(a + b \cdot s + c \cdot s^2), \tag{21}$$

unde :

$$a = (a' + b' \cdot v_1 + c' \cdot v_1^2)/v_1\,;\; b = -(b' + 2c'v_1)\,;$$
$$c = c' \cdot v_1.$$

Pe baza relaţiilor (7), (18) ÷ (21), ecuaţia echilibrului mecanic (15) se poate aduce la forma :

$$\frac{ds}{dt} = a + b \cdot s + c \cdot s^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{3\pi L_{m0} f_1(s) K_i(s)}{\tau m \cdot v_1} \cdot$$
$$\cdot\, [i_1]_\perp [j] \cdot [i_2]_\perp . \tag{22}$$

Sistemele de ecuaţii (11), (22) sau (13), (22) caracterizează complet regimurile tranzitorii electromagnetice şi electromecanice ale sistemelor de acţionare cu motoare liniare, luînd în consideraţie şi influenţa efectelor specifice motoarelor liniare asupra acestor regimuri. Se pot analiza regimurile tranzitorii determinate de : a — modificarea după diferite legi a tensiunii, frecvenţei sursei de alimentare a motorului liniar ; b — modificarea parametrilor motorului liniar ; c — modificarea legii de variaţie a forţei rezistente în funcţie de viteză.

2. Instalaţia experimentală

Pentru încercări experimentale privind regimurile tranzitorii ale motoarelor liniare s-a proiectat şi executat un motor liniar cu parametrii din tabelul 1.

Tabelul 1

R_1, Ω	R'_{20}, Ω	$L_{\sigma 1}$, H	L_{m0}, H	n,	τ, m	f, Hz,	Δ, m	δ, m
0,4773	0,6028	0,0077	0,0029	8	0,072	50	0,003	0,013

Motorul este trifazat de tip bilateral, înfăşurările inductorilor fiind înseriate. Indusul motorului liniar este din aluminiu, sub forma unei coroane circulare cu diametrul exterior de 3,5 m, diametrul interior de 1,5 m şi grosimea de 0,006 m.

Instalaţia experimentală, prezentată în figura 4, este formată din inductorii motorului liniar *1*, indusul *2*, discul *3*, axul *4* şi volantul *5*. Indusul *2*, fixat de discul *3*, execută o mişcare de rotaţie în jurul axului *4*, sub acţiunea forţei dezvoltate de inductorii *1*.

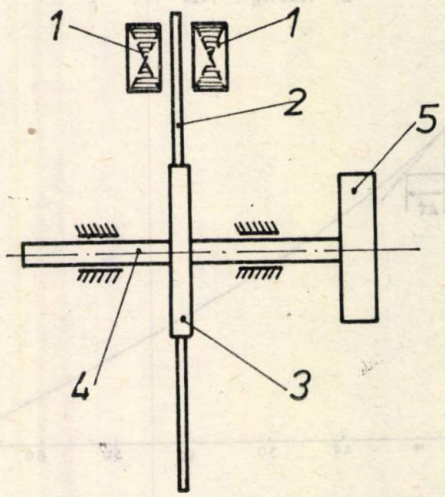


Fig. 4. Schiţa de principiu a instalaţiei experimentale acţionate cu motor liniar.

Pentru sistemul mobil, format din indusul *2*, discul *3*, axul *4* şi volantul *5* s-a calculat momentul de inerţie total J_t faţă de axa de rotaţie, obţinîndu-se valoarea $J_t = 1\,884$ kgm^2. Din egalitatea energiilor cinetice din mişcarea de rotaţie şi cea de translaţie :

$$\frac{J_t \Omega_d^2}{2} = \frac{mv^2}{2}\,;\quad v = \Omega_d R, \tag{23}$$

se obţine masa echivalentă în mişcare de translaţie m raportată la nivelul inductorului motorului liniar :

$$m = \frac{J_t}{R^2} = \frac{1\,884}{1{,}5^2} = 837 \text{ kg}. \tag{24}$$

Pentru determinarea forţei rezistente F_r s-a trasat curba de încetinire a vitezei de rotaţie a discului $n_d(t)$ figura 5, după ce acesta a fost lansat la o viteză oarecare [8]. Se ştie că în această perioadă energia cinetică înmagazinată în disc (sistemul mobil) se va consuma pentru

învingerea frecărilor cu aerul și în lagăre. Puterea corespunzătoare acestei energii este:

$$P_d = \frac{dE_d}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{J_t \Omega_d^2}{2} \right) = 4 J_t \pi^2 \cdot n_d \frac{dn_d}{dt}, \text{ W}, \tag{25}$$

în care turația n_d a sistemului mobil este exprimată în rot/s. Forța rezistentă la nivelul inductorului F_r se determină cu relația:

$$F_r = \frac{4 J_t \pi^2 n_d}{2 \cdot \pi R n_d} \cdot \frac{dn_d}{dt} = \frac{P_d}{v}. \tag{26}$$

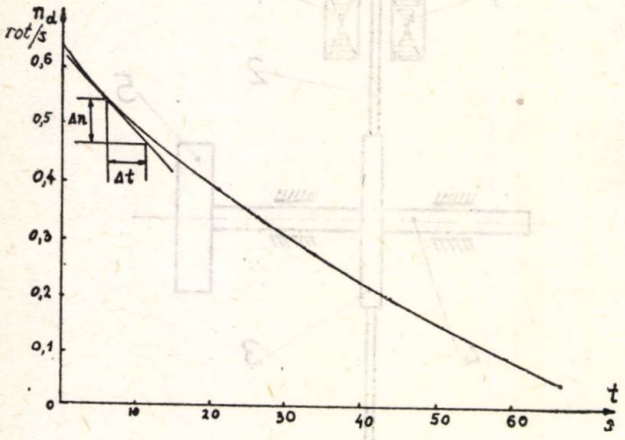


Fig. 5. Curba de încetinire a vitezei discului $n_d(t)$.

Derivata vitezei dn_d/dt se determină grafic din curba $n_d(t)$ din figura 5: $dn_d/dt = \Delta n_d/\Delta t$.

Rezultatele calculelor sînt prezentate în tabelul 2.

Exceptînd vitezele foarte mici, forța rezistentă poate fi aproximată cu o expresie de forma relației (20), în care pentru coeficienții a', b', c' se utilizează valorile: $a' = 0{,}02987$ N/kg, $b' = 0{,}01395$ N/kg, $c' = 0{,}002$ N/kg. Pentru comparație, valorile forței rezistente calculate cu (20), F'_r, sînt trecute în ultima linie a tabelului 2.

3. Rezultate obținute

Motorul liniar a fost alimentat de la o sursă de tensiune reglabilă. Cu un voltampermetru înregistrator s-a înregistrat variația curentului pe o fază I_1, absorbit de motor în regimul tranzitoriu de pornire, pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare. În figurile 6 și 7 aceste înregistrări sînt reprezentate de curbele trasate cu linie continuă. Curba $I_1(t)$ din figura 6 se obține pentru o tensiune pe fază $U_f = 250/\sqrt{3}$, V constantă în tot timpul pornirii; curba din figura 7 se obține la variația în treaptă a tensiunii pe fază după 25 secunde din momentul cuplării la rețea, de la $200/\sqrt{3}$, V la $250/\sqrt{3}$, V.

Cu datele instalației experimentale, ecuațiile regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare au fost rezolvate prin modelare numerică. S-a

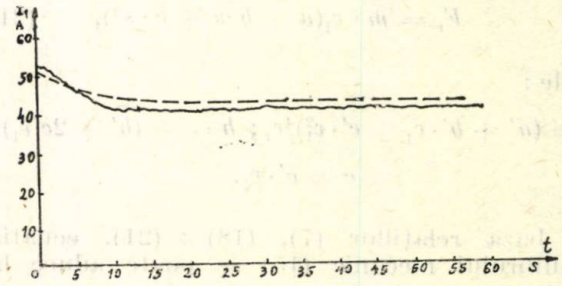


Fig. 6. Variațiile curentului pe fază $I_1(t)$, teoretic și experimental, în timpul pornirii, pentru $U_f = 250/\sqrt{3}$ [V].

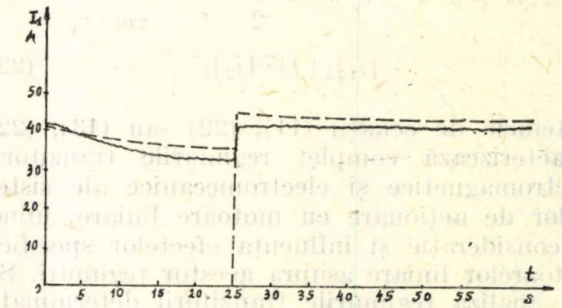


Fig. 7. Variațiile curentului pe fază $I_1(t)$, teoretic și experimental, în timpul pornirii, cînd U_f variază în treaptă.

Tabelul 2

t, s	0	6	15	26	38,5	51,5	61	72
n_d, rot/s	0,633	0,54	0,44	0,35	0,24	0,1538	0,105	0
$dn_d/dt = \frac{\Delta n_d}{\Delta t}$	0,02	0,016	0,0125	0,01	0,008	0,0059	0,005	
P_d, W	941,10	641,96	408,6	260,05	150,16	61,48	37,15	
v, m/s	5,965	5,086	4,144	3,297	2,26	1,448	0,991	
F_r, N	154,7	126,2	98,59	78,87	63,1	42,43	37,488	
F'_r, N	157,2	127,7	102,1	81,69	59,95	45,43	38,21	25,0

utilizat o procedură de integrare pas cu pas, de ordin patru, prin metoda Runge-Kutta, modificată de Gill. S-a folosit subrutina SRKG a bibliotecii matematice a calculatorului FELIX C-256. În etapa actuală, pentru instalația experimentală sînt îndeplinite condițiile simplificatoare ce permit utilizarea sistemelor de ecuații (13) și (22) pentru analiza regimurilor tranzitorii. La alimentarea cu tensiuni de frecvențe ridicate (150—200 Hz), deci la viteze mari ale motorului, aceste ipoteze nu mai sînt valabile; va fi necesară integrarea sistemului de ecuații (11) și (22), operație ce se va face într-o etapă următoare.

Pentru integrarea numerică ecuațiile (13) s-au proiectat pe axele d, q și împreună cu ecuația (22) s-au adus la forma (27), care a fost programată în FORTRAN:

$$\frac{\mathrm{d}Y(1)}{\mathrm{d}X} = (1/L_{\sigma 1})\{U_{1d} - R_1 Y(1) + K[L_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5)) + L_{\sigma 1}]Y(2) + R'_{20}K_R(Y(5))\cdot Y(3) + KL_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5))\cdot Y(4)\},$$

$$\frac{\mathrm{d}Y(2)}{\mathrm{d}X} = (1/L_{\sigma 1})\{- K[L_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5)) + L_{\sigma 1}]Y(1) - R_1 Y(2) - KL_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5))\cdot Y(3) + R'_{20}K_R(Y(5))\cdot Y(4)\},$$

$$\frac{\mathrm{d}Y(3)}{\mathrm{d}X} = (1/L_{\sigma 1})\{- U_{1d} + R_1 Y(1) - K[L_{m0}K_\mu(Y(5)) + L_{\sigma 1}](1 - Y(5))\cdot Y(2) - [1 + L_{\sigma 1}/L_{m0}K_\mu(Y(5))]\cdot R'_{20}K_R(Y(5))\cdot Y(3) - K[L_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5)) - Y(5)L_{\sigma 1}]Y(4)\}, \quad (27)$$

$$\frac{\mathrm{d}Y(4)}{\mathrm{d}X} = (1/L_{\sigma 1})\{K[L_{m0}K_\mu(Y(5)) + L_{\sigma 1}](1 - Y(5))\cdot Y(1) + R_1 Y(2) + K[L_{m0}K_\mu(Y(5))\cdot(1 - Y(5)) - Y(5)L_{\sigma 1}]Y(3) - [1 + L_{\sigma 1}/L_{m0}K_\mu(Y(5))]R'_{20}K_R(Y(5))\cdot Y(4)\},$$

$$\frac{\mathrm{d}Y(5)}{\mathrm{d}X} = a + bY(5) + c\cdot Y(5)^2 - \frac{3\pi L_{m0}K_\mu(Y(5))K_i(Y(5))}{\tau m v_1}\cdot\left[Y(2)Y(3) - Y(1)Y(4)\right],$$

unde:

$K = \omega_1$; X — este variabila independentă (timpul); $Y(j)$, $j = 1 \div 5$ sînt necunoscutele, considerate aici valorile efective ale componentelor curenților și alunecarea: $Y(1) = I_{1d}$, $Y(2) = I_{1q}$, $Y(3) = I_{2d}$, $Y(4) = I_{2q}$, $Y(5) = s$; $U_{1d} = U_{1m}/\sqrt{2}$, $\varphi_0 = 0$.

Curentul absorbit de la rețea, pe o fază, I_1, se determină cu relația:

$$I_1 = \sqrt{I_{1d}^2 + I_{1q}^2} = \sqrt{Y(1)^2 + Y(2)^2}. \quad (28)$$

Pentru o anumită valoare a alunecării $Y(5)$, valorile inițiale ale curenților $Y(j)$, $j = 1 \div 4$ se determină, rezolvînd, în raport cu aceste necunoscute, sistemul obținut din egalarea cu zero a primelor patru ecuații din (27), $\mathrm{d}Y(j)/\mathrm{d}X = 0$, $j = 1 \div 4$.

Pentru integrarea sistemului de ecuații diferențiale (27) s-a considerat pasul $PARA(3) = 0{,}1$ și valoarea superioară a erorii $PARA(4) = 0{,}01$. Coeficienții $ERROR(\mathrm{I})$ au fost luați egali cu unitatea, $ERROR(\mathrm{I}) = 1$, $\mathrm{I} = 1 \div 5$, considerînd aceeași pondere în calculul testării erorii pentru toate necunoscutele.

În tabelele 3 și 4 se prezintă rezultatele integrării sistemului de ecuații (27) pentru două valori ale tensiunii de alimentare pe fază, la conexiunea în stea a înfășurărilor motorului: $U_f = 200/\sqrt{3}$ [V] și respectiv $U_f = 250/\sqrt{3}$ [V].

În aceste tabele valorile mărimilor I_{10}, F_0, s_0 se obțin pentru coeficienții $K_i(s) = 1$, $K_\mu(s) = 1$, $K_R(s) = 1$, deci prin integrarea sistemului de ecuații (27), obținut pe baza relațiilor (1) și (22); valorile mărimilor I_1, F, s se obțin luînd în (27) pentru coeficienții $K_\mu(s)$, $K_R(s)$ și $K_i(s)$ expresiile (8) și (19), deci prin integrarea sistemului de ecuații (13) și (22).

În figurile 6 și 7 se reprezintă cu linie întreruptă $I_1(t)$ calculat, pentru aceleași valori ale tensiunii pe fază, corespunzătoare curbelor experimentale din respectivele figuri. Din tabelele 3 și 4 rezultă că diferențele între I_1 și I_{10}, pentru aceeași valoare a timpului t, sînt neînsemnate, aceasta deoarece $K_R(s)$ și $K_\mu(s)$ au variații mici la motoarele cu factori de calitate mici. Datorită în special efectului longitudinal, deci coeficientului $K_i(s)$, apar diferențe evidente între F și F_0 și respectiv între s și s_0, conform tabelelor 3 și 4 și graficelor prezentate în figurile 8 a și 8 b. Pentru tensiunea $U_f = 200/\sqrt{3}$, V se obțin curbele notate cu 1 (linie întreruptă) ce reprezintă $F(t)$, respectiv $s(t)$ și curbele notate cu 1′(linie — punct) ce reprezintă $F_0(t)$, respectiv $s_0(t)$. Pentru tensiunea $U_f = 250/\sqrt{3}$, V corespund curbele 2 (linie continuă), pentru $F(t)$, $s(t)$ și respectiv curbele

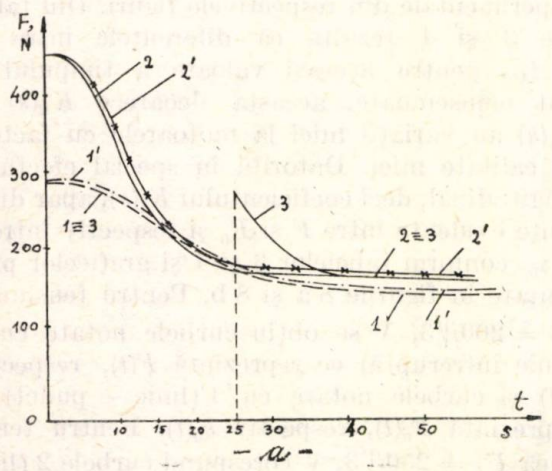
2′(linie continuă cu x) pentru $F_0(t)$, $s_0(t)$. Curbele notate cu 3, din figurile 8 a și 8 b se obțin la modificarea tensiunii în timpul pornirii, după 25 de secunde de la cuplarea la rețea, de la $U_f = 200/\sqrt{3}$, V la $U_f = 250/\sqrt{3}$, V.

Tabelul 3

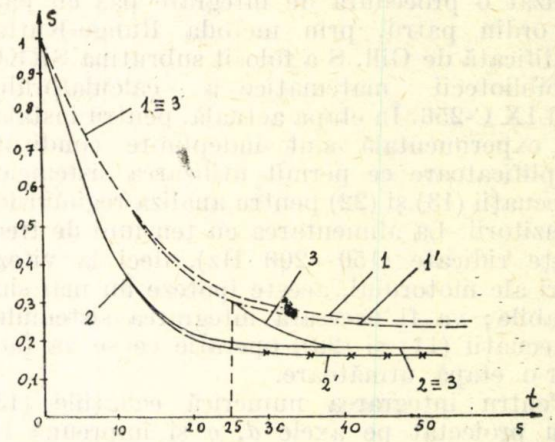
t, s	I_1, A	I_{10}, A	F, N	F_0, N	s	s_0
0,0	40,667	40,709	289,11	289,15	0,99915	0,99915
3,0001	39,850	39,861	288,65	290,33	0,87053	0,87007
5,0004	39,265	39,270	284,93	288,15	0,78918	0,78791
10,001	37,819	37,786	263,35	269,65	0,60914	0,60398
20,0029	35,872	35,763	198,86	205,43	0,37987	0,36599
30,003	35,193	35,081	159,64	163,71	0,28813	0,271
40,007	34,999	34,891	144,96	148,34	0,25767	0,2406
50,022	34,940	34,847	140,26	143,60	0,24817	0,23158

Tabelul 4

t, s	I_1, A	I_{10}, A	F, N	F_0, N	s	s_0
0,0	50,834	50,886	451,75	452,36	0,99915	0,99915
1,0	50,294	50,317	452,47	454,03	0,92876	0,92873
5,0004	47,863	47,843	425,48	434,16	0,66537	0,66205
10,001	45,226	45,109	332,46	344,05	0,4176	0,40593
20,0031	43,456	43,348	193,19	196,25	0,21582	0,19860
30,009	43,232	43,161	161,20	163,59	0,17753	0,16245
40,0096		43,136	158,58	158,58		0,15707
50,0033		43,133		156,29		0,15629



8 a



8 b

Fig. 8. Variațiile teoretice ale forței (fig. 8 a) și ale alunecării, (fig. 8 b) în timpul regimurilor tranzitorii.

4. Concluzii

Sistemul de ecuații diferențiale neliniare (11) sau (13) și (22), ce caracterizează regimurile tranzitorii ale acționărilor cu motoare liniare asincrone, reflectă influența efectelor specifice motoarelor liniare asupra acestor regimuri prin parametrii dependenți de alunecare. Aceste ecuații și programul de modelare numerică al regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare prezintă următoarele posibilități: a — se pot aplica la sisteme de acționare cu motoare liniare asincrone cu mașini de lucru avînd diferite forme ale caracteristicii mecanice $F_r(v)$; b — luarea în considerație, separat sau simultan, a influențelor diferitelor efecte specifice motoarelor liniare, asupra regimurilor tranzitorii, prin introducerea în ecuațiile (11) sau (13) a coeficienților dependenți de alunecare, corespunzători acestor efecte; c — considerarea diferitelor legi de variație în timp a amplitudinei și frecvenței tensiunii de alimentare.

Între rezultatele teoretice, obținute prin modelarea numerică a sistemului de ecuații (13) și (22), în care s-au folosit coeficienții dependenți de alunecare conform relațiilor (8) și (19), și rezultatele experimentale, figurile 6 și 7, există o bună concordanță.

Prin creșterea tensiunii de alimentare (fig. 8), se micșorează durata regimului tranzitoriu; modificînd tensiunea în timpul procesului de pornire se evită variațiile mari ale forței F, asigurîndu-se o forță aproximativ constantă pe durata regimului tranzitoriu.

Lista principalelor notații:

M — cuplul dezvoltat de motorul asincron rotativ;
M_r — cuplul rezistent;
s — alunecarea;

t — timpul;
R_1 — rezistența înfășurării inductorului, pe fază;
R'_2 — rezistența indusului pe o fază;
L_1, L_2 — inductanțele ciclice totale ale inductorului, indusului;
L_m — inductanța ciclică de magnetizare;
$L_{\sigma 1}$, $L'_{\sigma 2}$ — inductanțele totale de dispersie ale inductorului, indusului;
v — viteza indusului (sistemului mobil), liniară sau tangențială;
v_1 — viteza sincronă;
τ — pasul polar;
f — frecvența tensiunii de alimentare;
ρ_{0E2} — rezistența indusului;
F — forța dezvoltată de motorul liniar;
F_r — forța rezistentă;
p_0 — numărul de perechi de poli la motorul rotativ;
n — numărul de poli la motorul liniar;
R — distanța dintre centrul de rotație al indusului disc și axa de simetrie a inductorului;
Ω_d — viteza de rotație a indusului circular;
μ_0 $= 4\pi \cdot 10^{-7}$, H/m;
φ_0 și U_{1m} — faza inițială și respectiv amplitudinea maximă a tensiunii u_1.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S.* și *Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. III. București, Editura Academiei, 1971, 1972.
[2] *Kelemen, A.* Acționări electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1976.
[3] *Sokolov, M. M.* și *Sorokin, L. K.* Elektroprivod s lineinîmi asinhronîmi dvigateliami. Moscova, Energhia, 1974.
[4] *Kopilov, I. R.* și *Beliaev, E. F.* Matematiceskoe modelirovanie lineinîh asinhronîh dvigatelei. În: Elektromehanica, nr. 1, 1977, p. 11—20.
[5] *Andrei, R.* Contribuții la teoria și proiectarea motoarelor asincrone liniare plane de mare viteză cu indus neferomagnetic. Teză de doctorat, Institutul politehnic — București, 1973.
[6] *Mosebach, H.* Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer und Kurzläuferbauform. Dissertation TU Braunschweig 1972.
[7] *Popa, Al., Chimu, N., Neagu, Al.* Tracțiunea trenurilor. Editura didactică și pedagogică, București, 1965.
[8] *Cantemir, L.* Contribuții teoretice și experimentale asupra motorului trifazat liniar de inducție și posibilități de utilizare. Teză de doctorat, Institutul politehnic — Iași, 1974.

CZ 621.313.323: 621.318.2

MOTOARE SINCRONE
MAGNEȚI PERMANENȚI

Influența fluxurilor demagnetizante asupra performanțelor motoarelor sincrone cu magneți permanenți*

NICOLAE VASILE ** — București

Introducere

Odată cu perfecționarea tehnologiilor de obținere a magneților permanenți, care a dus la realizarea de magneți cu energii înmagazinate mari, aceștia au început să fie folosiți pe scară largă în construcția de mașini electrice, mai ales la mașinile electrice speciale pentru automatizări.

Folosirea magneților permanenți în construcția mașinilor electrice implică o serie de avantaje și dezavantaje.

Dintre avantaje se pot enumera: eliminarea sursei necesară alimentării înfășurării de excitație, micșorarea volumului mașinii, eliminarea inelelor colectoare la mașinile care aveau excitație pe rotor, deci eliminarea în acest fel a surselor de scîntei.

Dezavantajele care mai frînează încă înlocuirea aproape totală a excitațiilor electromagnetice cu magneți permanenți la mașinile de mică putere sînt prețul de cost ridicat al magneților și pericolul demagnetizării acestora, dar aceste dezavantaje apar numai la mașinile electrice care au în construcția lor magneți de tip Alnico.

Magneții permanenți de tip Alnico sînt cei ce au fost folosiți mai mult pînă în prezent datorită caracteristicilor magnetice superioare, inducții remanente în jur de 1,3 T și cîmpuri coercitive în jur de 50 kA/m. Prin găsirea de soluții constructive adecvate care să utilizeze magneți permanenți pe bază de ferite, iar performanțele mașinii să nu difere substanțial de cele cu magneți de tip Alnico, se vor înlătura și cele două dezavantaje amintite anterior, dat fiind că magneții pe bază de ferite sînt mult mai ieftini, și nu prezintă nici pericolul demagnetizării în timpul funcționării sau montării lor, aceștia putînd foarte bine să fie magnetizați în afara circuitului magnetic al mașinii și apoi montați.

Motoarele sincrone, sînt cele la care se pretează folosirea magneților permanenți, înlocuind înfășurarea de excitație. În lucrarea de față se studiază cazul motoarelor sincrone cu magneți permanenți, metodica de studiu fiind însă valabilă în general pentru orice circuit magnetic cu magneți permanenți, trecerea de la un tip de motor la altul făcîndu-se fără mare dificultate.

* Lucrare prezentată la sesiunea de comunicări tehnico-științifice „Tendințe actuale în electrotehnică", organizată de ICPE și IPB 24—25 octombrie 1980.

** ing. *Vasile, N.* — ICPE

1. Stabilizarea magneților permanenți

Comportarea magnetică a unui magnet permanent este dată de *curba de demagnetizare* (notată cu 1 în figura 1), care este porțiunea din cadranul II al curbei ciclului de histerezis al materialului magnetic respectiv.

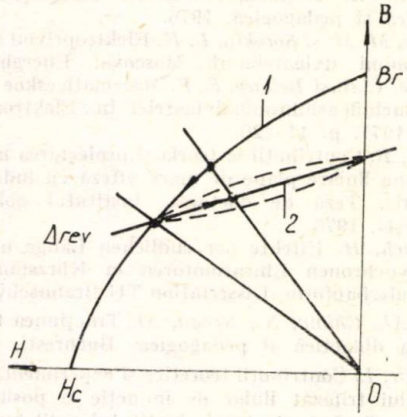


Fig. 1. Curba de demagnetizare și curba de revenire.

Procesul de magnetizare și demagnetizare fiind însă un proces ireversibil, această curbă ne indică desfășurarea stărilor magnetice ale magnetului într-un singur caz, cînd magnetul permanent, magnetizat într-un circuit magnetic, își stabilește punctul de funcționare în circuitul în care a fost magnetizat, fără intervenția unei alte solenații în afară de cea cu care a fost magnetizat. Orice schimbare ulterioară a stării de magnetizare a magnetului permanent, fie prin intervenția unei solenații exterioare, fie prin schimbarea configurației circuitului magnetic în care este înglobat, nu se mai face pe curba de demagnetizare, ci după o altă curbă, numită *curbă de revenire* (notată *2* în figura 1).

Această curbă reprezintă de fapt un ciclu de histerezis minor, cu originea în punctul de funcționare anterior schimbării respective de stare magnetică, dar poate fi aproximată, pentru cazurile practice, cu o dreaptă denumită *dreapta de revenire*, a cărei pantă poartă numele de *coeficient de revenire* (μ_{rev}), și care are valori cuprinse în intervalul $(1{,}2 \div 8)\mu_0$, pentru magneți de tip Alnico și $(1 \div 1{,}2)\mu_0$, pentru ferite.

Se observă că evoluția pe o dreaptă de revenire se face la inducții mai mici decît pe curba de demagnetizare, deci, cu scăderea performanțelor motorului. Pentru a evita o situație în care caracteristicile unei mașini se schimbă odată cu curba de revenire, în urma apariției întîmplătoare a unei solenații de demagnetizare, se procedează la *stabilizarea magnetului permanent*, aceasta realizîndu-se printr-o demagnetizare artificială, prin crearea unor condiții similare celor mai dificile situații ce pot apare în mașină în cursul exploatării.

2. Determinarea celei mai dificile situații din exploatarea motorului sincron cu magneți permanenți din punct de vedere al demagnetizării

În regim sincron de funcționare, înfășurarea trifazată statorică, parcursă de un sistem simetric și echilibrat de curenți, este echivalentă cu două înfășurări identice în cuadratură, solidare cu rotorul, dispuse pe cele două axe de simetrie ale circuitului magnetic rotoric (d și q) și parcurse de doi curenți constanți I_d, respectiv I_q, a căror valoare este funcție de tensiunea aplicată și parametrii înfășurărilor [1]. Înfășurarea fictivă plasată pe axa „d" este coaxială cu magnetul permanent, demagnetizarea avînd loc numai atunci cînd într-un anumit regim curentul I_d va avea un sens care să ducă la crearea unui cîmp magnetic de sens contrar cîmpului propriu al magnetului. Curentul I_d are expresia :

$$I_d = \frac{U\sqrt{2}(X_q \cos\delta - R\sin\delta) - \sqrt{2}\,X_q E_0}{R^2 + X_d X_q}. \qquad (1)$$

Dacă se studiază variația curentului I_d funcție de unghiul intern δ se obține :

$$\frac{\partial I_d}{\partial \delta} = \frac{U\sqrt{2}}{R^2 + X_d X_q}(-X_d \sin\delta_m - R\cos\delta_m) = 0,$$

de unde :

$$\operatorname{tg}\delta_m = -\frac{R}{X_q}. \qquad (2)$$

Calculînd $\sin\delta_m$ și $\cos\delta_m$ funcție de $\operatorname{tg}\delta_m$ și înlocuind în (1) se obține :

$$I_{dm} = \frac{-U\sqrt{2}}{R^2 + X_d X_q}\left(\sqrt{R^2 + X_q^2} + X_q\frac{E_0}{U}\right), \qquad (3)$$

unde E_0 este tensiunea indusă de rotor în înfășurarea statorică, iar U tensiunea de alimentare.

Analizînd expresiile (1), (2) și (3) se observă că unghiul intern δ_m, pentru care curentul I_d are valoarea maximă, este $\delta = 180°$, dacă se neglijează rezistența înfășurării statorice, și $\delta_m < 180°$, considerînd și această rezistență.

Dar funcționarea la un unghi intern apropiat de 180° înseamnă funcționare într-o zonă de instabilitate, deci indică ieșirea motorului din sincronism.

Astfel, se poate concluziona că orice suprasarcină care scoate motorul din sincronism duce la apariția unui curent de demagnetizare important, și deci la demagnetizarea magneților permanenți.

Se consideră cazul cînd motorul funcţionează la un unghi intern normal, caz în care se schimbă brusc succesiunea fazelor la alimentare. Curentul I_d în acest caz se obţine înlocuind în expresia (1) pe U cu $-U$ şi δ cu δ_n şi neglijînd rezistenţa R,

$$I_{dp} = \frac{-U\sqrt{2}}{X_d}\left(\cos\delta_n + \frac{E_0}{U}\right). \quad (4)$$

Dacă în relaţia (3) se neglijează R se obţine:

$$I_{dm} = \frac{-U\sqrt{2}}{X_d}\left(1 + \frac{E_0}{U}\right). \quad (5)$$

Avînd în vedere că unghiul intern nominal uzual la aceste motoare este $\approx 45°$ [1], iar $\varepsilon = \frac{E_0}{U} \approx 0{,}6$, se constată că $I_{dp} \approx 0{,}8 I_{dm}$.

În continuare, se va considera ca efect demagnetizant cazul schimbării succesiunii fazelor la alimentare, corectat cu coeficientul 0,8, care este mai uşor de tratat matematic.

3. Determinarea punctului de funcţionare pe dreapta de revenire la motorul sincron cu magneţi permanenţi stabilizat

Prin motor sincron cu magneţi permanenţi stabilizat se înţelege, conform celor spuse anterior un motor care a fost cel puţin odată scos din sincronism prin aplicarea unei suprasarcini.

Pentru simplificarea calculului se va folosi calculul în mărimi raportate [2], în care se vor alege ca mărimi de bază cele caracteristice magnetului permanent:

— inducţia de bază $B_b = B_r$, T;
— intensitatea cîmpului magnetic de bază $H_b = H_c$, A/m;
— secţiunea de bază $S_b = S_m$, m²;
— lungimea de bază $l_b = h_m$, m.

Funcţie de acestea se pot calcula mărimile derivate:

— permitivitatea de bază $\mu_b = B_b/H_b$, H/m;
— tensiunea magnetică de bază $F_b = H_b \cdot l_b$, A;
— fluxul magnetic de bază $\Phi_b = B_b \cdot S_b$, Wb;
— reluctanţa magnetică de bază $R_b = F_b/\Phi_b$, H^{-1};
— permeanţa magnetică de bază $G_b = 1/R_b$, H.

În mărimi raportate permeanţa circuitului exterior magnetului este:

$$G'_p = \frac{G_p}{G_b} = \frac{\frac{\Phi_p}{F_p}}{\frac{\Phi_b}{F_b}} = \frac{\frac{\Phi}{\Phi_b}}{\frac{F}{F_b}} = \frac{\Phi'_p}{F'_p} = \operatorname{tg}\alpha_p, \quad (6)$$

iar coeficientul de revenire raportat este:

$$\mu'_{rev} = \frac{\mu_{rev}}{\mu_b} = \frac{\frac{\Delta B}{\Delta H}}{\frac{B_b}{H_b}} = \frac{\frac{\Delta B}{B_b}}{\frac{\Delta H}{H_b}} = \frac{\Delta B'}{\Delta H'} = \operatorname{tg}\beta. \quad (7)$$

Deci, panta dreptei caracteristice, în sistemul de mărimi raportate, este egală cu permeanţa raportată a circuitului exterior magnetului, iar panta dreptei de revenire este tg β (figura 2).

În figura 3 sînt date principalele tipuri de rotoare de motor sincron cu magneţi permanenţi.

În figura 3 a este prezentat cazul în care magnetul permanent are o configuraţie cu poli aparenţi, pe care se lipesc tălpile polare, în care se fixează barele coliviei de pornire.

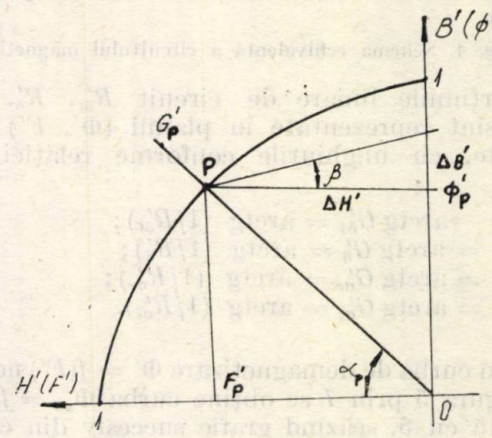


Fig. 2. Curba de demagnetizare în mărimi raportate.

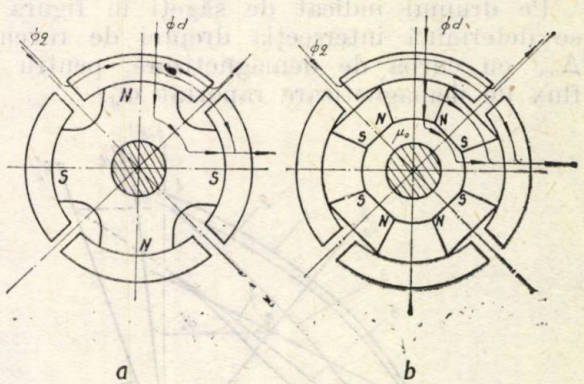


Fig. 3. Tipuri de rotoare cu magneţi permanenţi.

Această configuraţie se aplică în cazul magneţilor metalici, deoarece magnetul trebuie să aibă şi rezistenţă mecanică, prin el transmiţîndu-se cuplul spre ax. Configuraţia din figura 3 b se foloseşte şi în cazul folosirii feritelor, transmiterea cuplului spre ax fiind în acest caz preluată de polii metalici.

Schema magnetică echivalentă pentru ambele tipuri este cea din figura 4, unde:

F'_m — tensiunea magnetică între polii magnetului;
F'_{ad} — tensiunea magnetică pe axa d;
$R'_{\delta t}$ — reluctanța intrefierului tehnologic;
R'_δ — reluctanța magnetică a întrefierului;
$R'_{\sigma r}$ — reluctanța magnetică a spațiului dintre tălpile polare a doi poli vecini;
$R'_{\sigma s}$ — reluctanța magnetică a circuitului de scăpări statorice;

toate fiind mărimi raportate.

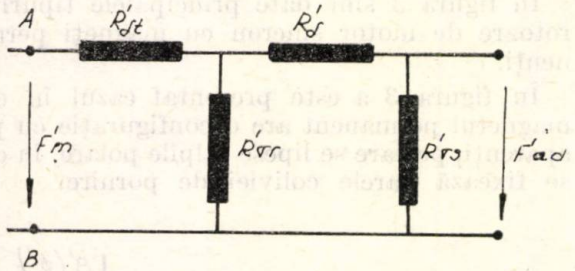


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului magnetic.

Porțiunile liniare de circuit $R'_{\delta t}$, R'_δ, $R'_{\sigma r}$, $R'_{\sigma s}$ sînt reprezentate în planul (Φ', F') prin drepte, cu unghiurile conforme relației (6),

$$\begin{aligned} \alpha_{\delta t} &= \operatorname{arctg} G'_{\delta t} = \operatorname{arctg}\ (1/R'_{\delta t}); \\ \alpha_\delta &= \operatorname{arctg} G'_\delta = \operatorname{arctg}\ (1/R'_\delta); \\ \alpha_{\sigma r} &= \operatorname{arctg} G'_{\sigma r} = \operatorname{arctg}\ (1/R'_{\sigma r}); \\ \alpha_{\sigma s} &= \operatorname{arctg} G'_{\sigma s} = \operatorname{arctg}\ (1/R'_{\sigma s}). \end{aligned} \tag{8}$$

Din curba de demagnetizare $\Phi' = f(F')$ notată în figura 5 prin *1* se obține curba $\Phi_{ad} = f(F_{ad})$ notată cu *5*, scăzînd grafic succesiv din curba de demagnetizare, dreptele $R'_{\delta t}$, R'_δ pe abscisă, respectiv $R'_{\sigma r}$ și $R'_{\sigma s}$ pe ordonată.

Pe drumul indicat de săgeți în figura 5, se determină intersecția dreptei de revenire Δ_{rev} cu curba de demagnetizare, pentru un flux de demagnetizare raportat Φ'_d.

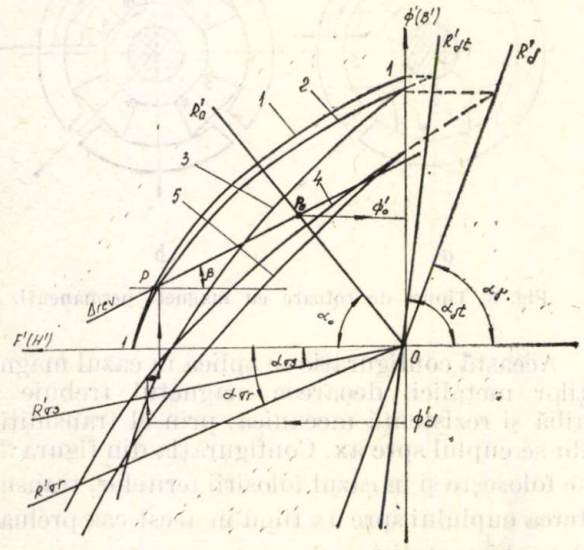


Fig. 5. Determinarea punctului de funcționare.

La intersecția dreptei de revenire (care face unghiul β cu orizontala, $\operatorname{tg}\beta = \mu_{rev}/\mu_b$) cu dreapta de sarcină caracterizată de unghiul:

$$\alpha_0 = \operatorname{arctg} G'_0 = \operatorname{arctg}\ (1/R'_0), \tag{9}$$

unde:

$$R'_0 = R'_{\delta t} + \frac{R'_\delta R'_{\sigma r}}{R'_\delta + R'_{\sigma r}}, \tag{10}$$

este reluctanța circuitului exterior magnetului, se află punctul de funcționare pe curba de revenire notat în figura 5 cu P_0.

Punctul P_0, este caracterizat de fluxul raportat al magnetului permanent Φ'_0. Însă din fluxul Φ'_0, numai o parte se închide prin întrefier

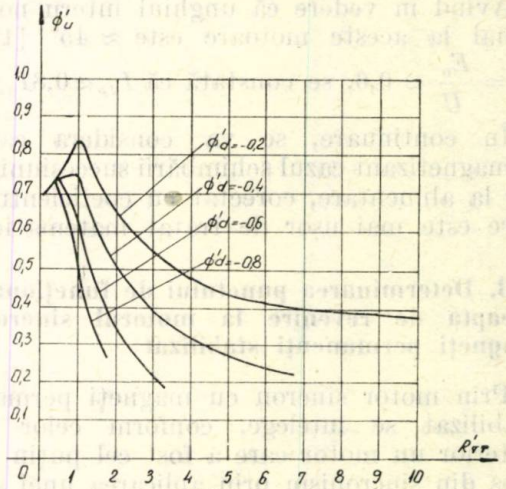


Fig. 6. Dependența fluxului util raportat (Φ'_u) de reluctanța de scăpări rotorice raportată ($R'_{\sigma r}$) pentru $R'_\delta = 0{,}2$; $R'_{\sigma s} = 4$; $R'_{\delta t} = 0{,}04$ și pentru diferite valori ale fluxului demagnetizant la motoarele cu magneți Alnico.

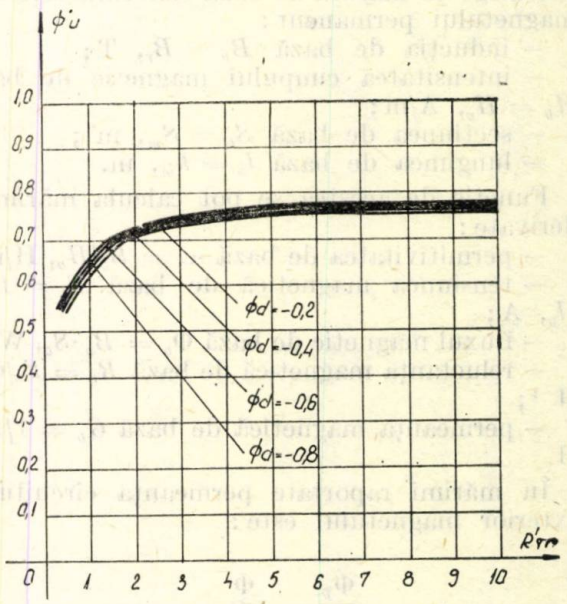


Fig. 7. Dependența fluxului util raportat (Φ'_u) de reluctanța de scăpări rotorice raportată ($R'_{\sigma r}$) pentru $R'_\delta = 0{,}2$; $R'_{\sigma s} = 4$; $R'_{\delta t} = 0{,}04$ și pentru diferite valori ale fluxului demagnetizant la motoarele cu ferite.

fiind deci flux util (Φ'_u), restul închizîndu-se între polii magnetului, prin spaţiul dintre tălpile polare, deci prin reluctanţa $R'_{\sigma r}$.

Fluxul util raportat, Φ'_u, se determină din relaţia :

$$\Phi'_u = \frac{\Phi'_0}{1 + \frac{R'_\delta}{R'_{\sigma r}}}. \qquad (11)$$

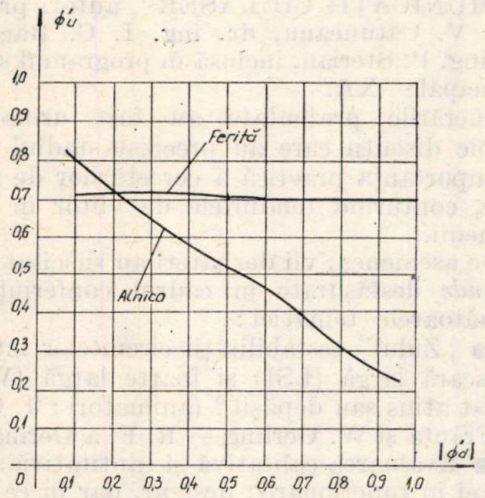


Fig. 8. Dependenţa fluxului util (Φ'_u) de fluxul demagnetizant (Φ'_d).

Folosind o metodă numerică de calcul s-a determinat fluxul util Φ'_u funcţie de elementele schemei respective magnetice echivalente, pentru diferite valori ale fluxului demagnetizant (figurile 6, 7).

În figura 6 se observă că la motoarele cu magneţi de tip Alnico, atunci cînd $R'_{\sigma r}$ creşte, deci cînd distanţa dintre tălpile polare creşte, fluxul util scade simţitor, aceasta datorîndu-se faptului că fluxul demagnetizant nu se mai închide prin spaţiul dintre tălpile polare, ci prin magnet ducînd la demagnetizarea acestuia.

În cazul motoarelor cu ferite, chiar dacă fluxul demagnetizant se închide prin magnet acesta nu îşi pierde din proprietăţile magnetice datorită faptului că dreapta de revenire este foarte apropiată de curba de demagnetizare (figura 7). Influenţa fluxului demagnetizant asupra caracteristicilor magnetice ale magneţilor, deci în final asupra performanţelor motorului, se poate observa în figura 8.

5. Concluzii

Folosirea magneţilor permanenţi în construcţia maşinilor electrice necesită stăpînirea legilor ce guvernează atît magneţii permanenţi, cît şi maşinile electrice.

Trebuie urmărită atît problema obţinerii unor performanţe ridicate, cît şi stabilitatea în timp a acestor performanţe deoarece o proiectare şi o exploatare incorectă a acestor maşini pot duce la demagnetizarea magneţilor permanenţi.

Demagnetizarea magneţilor permanenţi nu înseamnă un defect definitiv al unei maşini, dar necesită remagnetizarea acestora, ceea ce se face cu instalaţii speciale care de obicei se găsesc doar la firma producătoare.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R., Vasile, N.* Maşini electrice speciale. Motorul sincron cu magneţi permanenţi. Litografia IPB, 1980.

[2] *Osin, I. L., Kolesnikov, V. P.* Sînhronnîe microdvigateli s postoiannîmi magnitomi. Moskva, Energhia, 1976.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

CONFERINŢA INTERNAŢIONALĂ DE FIABILITATE ŞI MENTENABILITATE

Localitatea franceză Perros-Guirec a găzduit în perioada 8 — 12 septembrie 1980 lucrările celei de a II-a *Conferinţă internaţională de fiabilitate şi mentenabilitate*, una dintre cele mai prestigioase reuniuni ştiinţifice internaţionale în domeniul fiabilităţii şi mentenabilităţii.

Selecţia riguroasă a comunicărilor — efectuată de un *comitet ştiinţific internaţional*, format din personalităţi de prestigiu din 11 ţări — a asigurat un înalt nivel ştiinţific al lucrărilor conferinţei.

În cadrul conferinţei au prezentat comunicări cunoscuţi specialişti din peste 15 ţări ale lumii între care se menţionează : C. Singh, F. Tillman, W. Kuo, C. Hwang, C. Hutchins (S.U.A.), G. Martinov, E. Metsaev (U.R.S.S.), A. Costes, J. C. Laprie, M. Diaz, C. Guyot, G. Saucier, C. Landrault (Franţa), G. Mattana, F. Galetto, M. Astolfi, S. Contini (Italia), E. A. Green, C. Bartlett, P. Mead (Marea Britanie, K. Misra, R. Subramanian (India), A. Raouf, F. Behmann (Canada), A. Birolini (Elveţia), W. Gerling (R. F. a Germaniei) ş.a.

Programul conferinţei a inclus un număr de 61 de comunicări prezentate în cadrul a 20 de *sesiuni principale*, 28 de comunicări prezentate în cadrul a 2 *sesiuni „poster"* precum şi un număr de 8 alocuţiuni prezentate în cadrul *şedinţelor plenare* de deschidere şi de închidere a conferinţei.

Alocuţiunile prezentate în cadrul şedinţelor plenare au reliefat importanţa crescîndă a fiabilităţii pentru diferite domenii, cum ar fi cel militar, nuclear, spaţial, al telecomunicaţiilor, evidenţiind totodată punctul de vedere al diferitelor organisme internaţionale în domeniile fiabilităţii şi mentenabilităţii.

Pentru a da o imagine asupra tendinţelor şi preocupărilor actuale existente pe plan mondial în domeniile fiabilităţii şi mentenabilităţii, prezentăm în continuare *tematica sesiunilor principale* ale conferinţei.

Sesiunea I A : Testarea circuitelor integrate pe scară largă;
Sesiunea II A : Testarea memoriilor;
Sesiunea III A : Software şi fiabilitate : toleranţă la defectări şi mentenabilitate;
Sesiunea IV A : Software şi fiabilitate : sinteze şi aplicaţii;
Sesiunea III B : Fiabilitatea sistemelor complexe : modelare;
Sesiunea IV B : Fiabilitatea sistemelor complexe : metodologia arborilor de defectare;
Sesiunea V A : Fiabilitatea în mecanică;
Sesiunea V B : Fiabilitatea sistemelor complexe : analiza asistată de calculator;
Sesiunea VI A : Toleranţa la defectări : metode şi mijloace;
Sesiunea VII A : Securitatea sistemelor;
Sesiunea VI B : Statistică bayesiană în fiabilitate;
Sesiunea VII B : Statistica clasică în fiabilitate;
Sesiunea VIII A : Fiabilitate şi controlul calităţii;
Sesiunea IX A : Eficienţa rodajului;
Sesiunea IX B : Politici de mentenanţă şi cost;
Sesiunea X A : Factori care influenţează fiabilitatea;
Sesiunea X B : Actualizarea datelor de fiabilitate;
Sesiunea XI A : Fiabilitatea componentelor electronice : fiabilitatea şi integrarea pe scară largă;
Sesiunea XII A : Fiabilitatea componentelor : fiabilitatea produselor speciale.

Contribuţia specialiştilor români în cadrul acestei reuniuni ştiinţifice internaţionale s-a concretizat prin lucrarea „INDICATORI DE FIABILITATE PENTRU SISTEMELE DE COMUNICAŢII CU LASER", autori prof. dr. ing. V. Cătuneanu, dr. ing. I. C. Bacivarof, dr. ing. P. Sterian, inclusă în programul sesiunii principale XA.

Lucrările prezentate au fost urmate de ample discuţii care au precizat stadiul actual şi importanţa practică a cercetărilor de fiabilitate, conturînd tendinţele de viitor în aceste domenii.

De asemenea, vii dezbateri au suscitat *mesele rotunde* desfăşurate în cadrul conferinţei, cu următoarele tematici:

- „Zidul" testabilităţii circuitelor integrate pe scară largă (LSI) şi foarte largă (VLSI): a fost atins sau depăşit? (animatori: J. Girard — Franţa şi W. Gerling — R. F. a Germaniei);
- Evaluarea calitativă şi cantitativă a siguranţei în funcţionare: desigur, dar în ce mod? Exprimarea necesităţilor şi a clauzelor contractuale. Aspect calitativ: conformitatea şi coerenţa specificaţiilor. Aspect cantitativ: realizarea nivelelor de fiabilitate, disponibilitate şi securitate. Limite ale evaluării (animatori: M. Diaz şi J. C. Laprie — Franţa);
- Calitate şi securitate: Evaluarea riscurilor sociale şi economie (animatori: A. Carnino — — Franţa şi E. Green — Marea Britanie).

Lucrările Conferinţei internaţionale de fiabilitate şi mentenabilitate-organizată sub egida Societăţii electricienilor şi electroniştilor (SEE) şi la care au participat peste 500 de specialişti, au reprezentat un moment de interes în evoluţia domeniilor fiabilităţii şi mentenabilităţii

Dr. ing. *IOAN C. BACIVAROF*

1987 JUN 29

E 2040/1

66
Elektrotehn.
Victor

REFERALVA

Electrotehnica
Electronica
Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 3 • APRILIE 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 3 Aprilie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.36 : 621.59

CABLU CRIOREZISTIV
SCHIMBUL TERMIC DIN CABLU

Arie, A. Arie ş.a.: **Analiza regimului termic al unui cablu criorezistiv.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 85

În lucrare se stabilesc ecuaţii privind calculul debitului agentului de răcire într-un cablu electric criorezistiv, ca şi modelul matematic al regimului termic ($U_n' = 110$ kV; $S_n = 1\,000 - 2\,500$ MVA), în cazul unor condiţii constructive şi de exploatare impuse.

CZ 621.313.22

MAŞINI ELECTRICE DE C.C.
CÎMP MAGNETIC
METODA ELEMENTE FINITE

Cârstea, T. Ion: **Metoda elementelor finite pentru maşini electrice de curent continuu.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 90

Lucrarea cuprinde aplicarea metodei elementelor finite la calculul cîmpului magnetic din maşinile de curent continuu. Algoritmul prezentat este foarte general putîndu-se aplica pentru maşini electrice complexe.

CZ 621.316.543

INVERTOR TRIFAZAT
ECUAŢII DIFERENŢIALE
CARACTERISTICI NELINIARE

Cernat, M.: **Studiul invertorului trifazat cu tiristoare ţinînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 93

În articol s-a stabilit o metodă directă (inclusiv programul în limbaj FORTRAN) pentru calculul tensiunilor şi curenţilor invertorului trifazat. Metoda se bazează pe integrarea numerică directă după metoda Runge-Kutta a sistemului de ecuaţii diferenţiale ale invertorului şi ţine seama de caracteristica neliniară a tiristorului. S-au obţinut rezultate utile pentru calculul şi utilizarea invertoarelor.

CZ 621.374

CIRCUIT NELINIAR
ANALIZA COMBINATORIALĂ
REPREZENTARE HIBRIDĂ

Iordache, M., Colţeanu, M., Voicu, N.: **Asupra metodei combinatoriale de analiză a circuitelor electrice neliniare rezistive.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 99

Lucrarea prezintă o metodă originală de determinare a celor 2^n reprezentări hibride, teoretic posibile, ale unui circuit rezistiv neliniar cu n rezistoare neliniare, necesare găsirii soluţiilor multiple. De asemenea, se expune modul de formulare a ecuaţiilor hibride corespunzătoare fiecărei reprezentări hibride din cele 2^n teoretic posibile.

Circuitul neliniar analizat poate conţine: rezistoare neliniare de orice tip, nulori, giratoare, invertoare de tensiune sau/şi de curent, surse independente de tensiune sau/şi de curent, rezistoare liniare, toate cele patru tipuri de surse comandate şi, în general, orice element multiport sau multipol de circuit care prezintă o schemă echivalentă formată numai din elemente ideale dipolare.

CZ 628.972

REFLEXII MULTIPLE
FLUX DIRECT
DISTRIBUŢIE ZONATĂ

Botez, Cl., Ioachim, D.: **Elemente de calcul al instalaţiilor electrice de iluminat interior prin metoda reflexiilor multiple.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 107

Se propune o variantă practică şi rapidă de calcul al instalaţiilor de iluminat interior, utilizînd metoda reflexiilor multiple. Plecînd de la relaţia fluxurilor stabilizate pe suprafeţele reflectoare se determină relaţia de calcul a coeficientului de utilizare a fluxului luminos cu care trebuie echipată instalaţia.

Calculul componentelor directe ale fluxului se face după Croft, coeficienţii parţiali de utilizare se determină după M. M. Epanešnicov, iar în continuare calculele se conduc conform metodologiei cunoscute în practica proiectării.

CZ 621.362

TERMOCUPLU
GENERATOR DE TENSIUNE

Rabeja, I.: **Termoregulator cu termocuplu.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 113

Articolul prezintă elemente privind măsurarea, înregistrarea, transmiterea la distanţă şi controlul automat al temperaturii.

CZ 621.3.013

FERITE
CIRCULATOR DE MICROUNDE

Sajin, Gh.: **Realizarea profesională a circulatoarelor de microunde.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 3, apr 1981, p. 118

Materialul face o prezentare a comportării feritelor cu variaţia temperaturii, cu aplicarea rezultatelor asupra comportării circulatoarelor de microunde. Se prezintă unele metode de reducere a influenţei variaţiilor de temperatură asupra frecvenţei de lucru a circulatoarelor.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.36 : 621.59

КРИОРЕЗИСТИВНЫЙ КАБЕЛЬ
ТЕПЛООБМЕН В КАБЕЛЕ

Арие, А. Арие и др.: **Анализ термического режима криорезистивного кабеля.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 85

В работе устанавливаются уравнения для расчёта дебита охлаждающего агента в криорезистивном электрическом кабеле, а также математическая модель термического режима (U'_n = 110 kB, S_n = 1 000 – 2 500 MBA) в случае некоторых предписанных конструктивных и эксплуатационных условий.

УДК 621.313.22

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ПОСТОЯННОГО ТОКА
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Кырстя, Т. Ион: **Метод конечных элементов для электрических машин постоянного тока.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 90

Работа содержит применение метода конечных элементов в расчёте магнитного поля в машинах постоянного тока.

Представленный алгоритм является достаточно общим и может быть применён для комплексных электрических машин.

УКД 621.316.543

ТРЁХФАЗНЫЙ ИНВЕРТЁР
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ
НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Чернат, М.: **Исследование трёхфазного тиристорного инвертора с учётом нелинейной характеристики тиристора.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 93

Представлено исследование переходного режима при пуске трёхфазного параллельного инвертора путём прямого числового решения дифференциальных уравнений схемы, с учётом нелинейной характеристики тиристора.

УДК 621.374

НЕЛИНЕЙНАЯ ЦЕПЬ
КОМБИНАТОРИАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ
ГИБРИДНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ

Иордаке , М., Колцяну, М., Войку, Н.: **Относительно комбинаториального метода анализа резистивных нелинейных электрических цепей.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 99

Работа представляет оригинальный метод определения 2^n гибридных представлений, теоретически возможных, одной резистивной нелинейной цепи с „n" нелинейными резисторами, необходимыми для нахождения многочисленных решений. Также приводится способ формулирования гибридных уравнений, соответствующих каждому гибридному представлению из этих 2^n, теоретически возможных.

Анализируемая нелинейная цепь содержит: нелинейные резисторы любого типа, нулоры, гираторы, инверторы напряжения или/и инверторы тока, независимые источники напряжения или/и источники тока, линейные резисторы, все четыре типа управляемых источников и, вообще, любой многоносящий или многополюсный элемент цепи, представляющий собой эквивалентную схему, состоящую только из идеальных биполярных элементов.

УДК 628.972

МНОГОКРАТНЫЕ ОТРАЖЕНИЯ
ПРЯМОЙ ПОТОК
ЗОНАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ

Ботез., Кл., Иоаким, Д.: **Элементы расчёта электрооборудования внутреннего освещения методом многократного отражения.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 107

Предлагается практический, и быстрый вариант расчёта электрооборудования внутреннего освещения с использованием метода многократного отражения. Исходя из отношения потоков, стабилизированных на рефлектирующих поверхностях, определяется расчётное отношение коэффициента использования светового потока, которым должно быть оснащено оборудование.

Расчёт прямых составляющих потока производится по Крофту, частичные коэффициенты использования определяются по Епанешникову, а последующие расчёты производятся согласно известным в практике проектирования методам.

УДК 621·362

ТЕРМОПАРА
ГЕНЕРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Рабежа, И.: **Терморегулятор с термопарой.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 113

В статье рассматриваются элементы, касающиеся измерения, регистрирования, дистанционной передачи и автоматического контроля температуры.

УДК 621.3.013

ФЕРРИТЫ
МИКРОВОЛНОВОЙ ЦИРКУЛЯТОР

Сажин, Г.: **Профессиональное осуществление микроволнового циркулятора.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, апрель 1981, стр. 118

Работа демонстрирует поведение ферритов при изменении температуры, с применением результатов на поведение микроволнового циркулятора. Представляются методы уменьшения влияния изменения температуры на рабочую частоту циркулятора.

INHALT

DK 621.36 : 621.9

KRYORESISTIVE KABEL
WÄRMEAUSTAUSCH IN KABELN

Arie, A. Arie u.a.: **Die Analyse des Wärmebetriebs eines kryoresistiven Kabels.**

E.A.E. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 85

In der Arbeit werden Gleichungen zur Berechnung der Kältemittel Durchflussmenge in einem kryoresistiven elektrischen Kabel als auch mathematische Modell des Wärmebetriebs (U'_n = 110 kV; S_n = 1 000 – 2 500 MVA) für den Fall, in dem bestimmte Konstruktions und Betriebsbedingungen vorgesehen sind, festgelegt.

DK 621.313.22

GLEICHSTROMMASCHINEN
MAGNETFELD
METHODE DER FINITEN ELEMENTE

Cârstea, T. Ion : **Die Methode der finiten Elemente. für Gleichstrommaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 90

Die Arbeit schildet die Anwendung der Methode der finiten Elemente bei der Berechnung des Magnetfeldes der Gleichstrommaschinen.

Der vorgestellte Algorithmus ist sehr allgemein weshalb er bei komplexen elektrischen Maschinen angewendet werden kann.

DK 621.316.543

DREIPHASIGER WECHSELRICHTER
DIFFERENTIALGLEICHUNGEN
NICHTLINEARE KENNLINIEN

Cernat, M. : **Untersuchung des dreiphasigen Thyristor-Wechselrichters unter Berücksichtigung der unlinearen Kennlinie des Thyristors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 93

Es wird eine direkte Methode (sowie auch das FORTRAN-Programm) für die Berechnung der Spannungen und Ströme des dreiphasigen Wechselrichters festgestellt. Die Methode

beruht auf der numerischen Integration nach dem Runge — Kutta Verfahren des Differential gleichunssystem des Wechselrichters und berücksichtigt die unlineare Kennlinie des Thyristors. Die Ergebnisse sind für die Berechnung und Benützung der Wechselrichter nützlich.

CZ 621.374

NICHTLINEARE STROMKREIS
KOMBINATORICHE ANALYSE
HYBRIDE DARSTELLUNG

Iordache, M., Colţeanu, M., Voicu, N.: **Über die kombinatorische Methode zur Analyse der rezistiven nichtlinearen Stromkreise.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 99

Die Arbeit stellt eine originelle Methode zur Bestimmung der theoretisch möglich 2^n hybriden Darstellungen eines nichtlinearen resistiven Stromkreis mit n nichtlineare Wiederständen vor, die nötig sind, um vielfache Lösungen zu finden. Ebenfalls wird die Ausdrucksweise der hybriden Gleichungen, die jeder der 2^n theoretisch möglichen hybriden Darstellungen entsprechen, angegeben.

Der analysierte nichtlineare Stromkreis kann folgende Elemente enthalten: nichtlineare Widerstände jeden Typs, Nuller, Gyratoren, Wechselrichter für Spannung oder/und Strom, unabhängige Spannungs — oder/und Stromquellen, lineare Widerstände, alle vier Typen gesteuerter Quellen und im allgemeinen jedwelches Stromkreistvielfachträger oder — mehrpolelement das aus einem, nur aus idealen zweipoligen Elementen gebildeten Ersatzschaltbild besteht.

DK 628.972

MEHRFACHREFLEXIONEN
DIREKTER STROM
ZONALE VERTEILUNG

Botez, Cl., Ioachim, D.: **Elemente zur Berechnung der elektrischen Innenbeleuchtungsanlagen durch die Methode der Mehrfachreflexionen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 107

Es wird eine praktische und rapide Variante zur Berechnung der Innenbeleuchtungsanlagen, bei der die Methode der Mehrfachreflexionen verwendet wird, vorgeschlagen. Von der Beziehung der auf den Reflexions flächen stabilisierten Ströme ausgehend, wird die Beziehung zur Berechnung des Verwendungskoeffizienten des Lichtstroms, mit dem die Anlage versehen werden muss, bestimmt.

Die direkten Stromkomponenten werden nach Croft berechtnet, die Verwendungssteilkoeffizienten werden nach M. M. Epaneschnikov berechnet, während danach die Berechnungen gemäss der in der Proyektierungspraxis bekannten Methodologie ausgeführt werden.

DK 621.362

THERMOELEMENT
SPANNUNGSGENERATOR

Rabeja, I.: **Wärmeregler mit Thermoelementen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 113

Der Beitrag stellt Elemente zur Messung, Aufzeichnung, Fernübertragung und automatischen Regelung der Temperatur vor.

DK 621.362

FERRITE
MIKROWELLENZIRKULATOR

Sajin, Gh.: **Herstellung der Mikrowellenzirkulatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, S. 118

Der Beitrag schildert das Verhalten der Ferrite mit Temperaturschwankung, wobei die Ergebnisse hinsichtlich des Verhaltens der Mikrowellenzirkulatoren verwendet werden. Es werden einige Methoden zur Herabsetzung des Einflusses des Temperaturschwankungen auf die Arbeitsfrequenz der Mikrowellenzirkulatoren vorgestellt.

SUMMARY

DC 621.36 : 621.59

CRYORESISTIVE CABLE
THERMAL EXCHANGE FROM CABLE

Arie, A. Arie: **Analysis of a cryoresistive cable thermal regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 85

Equations regarding the cooling agent' flow in a cryoresistive electric cable and the mathematic model of a thermal regime ($U'_n = 110$ kV) are established here. $S_n = 1000 - 2500$ MVA in constructive and exploiting imposed conditions.

DC 621.313.22

D. C. ELECTRIC MACHINES
MAGNETIC FIELD
FINITE ELEMENTS METHOD

Cârstea, T. Ion: **Method of finite elements for d.c. electric machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 90

The paper deals with finite elements application in the magnetic field evaluation for direct current machines. The algorithm already presented is a very general one being applied in complex electric machines.

DC 621.316.543

THREE—PHASE INVERTER
DIFERENTIAL EQUATION
NON—LINEAR CHARACTERISTICS

Cernat, M.: **Study of three-phase thyristor inverter considering the non-linear characteristics of the thyristor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 93

A method (including FORTRAN-program) for the direct calculation of three-phase inverter voltages and currents is proposed. The differential equations are numerically integrated considering the thyristor non-linear characteristics and utilizing the Runge-Kutta method. The results are useful for the calculation and utilization of inverters.

DC 621.374

NON—LINEAR CIRCUIT
COMBINATORY ANALYSIS
HYBRID DISPLAY

Iordache, M., Colţeanu, M., Voicu, N: **Considerations upon the combinatory analysis in the resistive electric nonlinear circuits.**

E.E·A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 99

This paper presents an original method for the determination of the two hybrid displays, possible in theory, of a nonlinear resistive circuit with n nonlinear resistors, necessary for the multiple solutions. It is also shown a way for the formulation of hybrid equations for each hybrid representation of the 2^n theoretically possible solutions.

The analysed nonlinear circuit might contain: nonlinear resistors of any type, nullers, gyrators, voltage and/or current inverters, independent supplies of voltage and/or current, linear resistors all four types, ordered supplies and, generally speaking, any multiport or multipole element of circuit that presents an equivalent scheme made up of ideal dipol elements.

DC 628.972

MULTIPLE REFLECTIONS
DIRECT FLUX
ZONED DISTRIBUTION

Botez, Cl., Ioachim, D.: **Elements for the calculation of electric installations for inside illumination by the multiple reflections method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 107

A practical and fast method for the estimation of inside illumination installations by using the method of multiple reflections is proposed. Beginning with the relation of stabilized fluxes on the reflecting areas the estimating relation for the use of a bright flux that the installation should be equiped with, is determined. The evaluation of flux direct components is done according to Croft's method, the partial coefficients being determined corresponding to M. M. Epa-

nechnicov, and further on, the estimations are performed according the methodology already familar in the design.

DC 621.362

THERMOCOUPLE
VOLTAGE GENERATOR

Rabeja, I. : **Heat regulator inter thermocouple.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 113

The paper deals with several elements concerned with temperature measurement, graphic recording, remote transmission, and automatic control.

DC 621.3.013

FERRITE
MICROWAVE CIRCULATOR

Sajin, Gh. : **Professional achievement of microwave circulator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, April 1981, p. 118

The study is a presentation of ferrite variation with temperature with results applying to microwave circulator-behaviour. Several methods for the reducement of temperature variations influence over the circulator operating frequency are shown.

CONTENTS

CD 621.36 : 621.59

CÂBLE CRYORÉSISTIF
TRANSFERT DE CHALEUR DANS LE CÂBLE

Arie, A. Arie : **Analyse du régime thermique d'un cable cryorésistif.**

E.E.A· – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981,p. 85

On y établit des équations concernant le calcul du flux de l'agent de refroidissement dans un câble électrique cryorésistif ainsi que le modèle mathématique du régime thermique ($U'_n = 110$ kV ; $S_n = 1\,000 - 2\,500$ MVA), au cas de conditions constructives et d'exploitation imposées.

CD 621.313.22

MACHINES ÉLECTRIQUES DE C.C.
CHAMP MAGNÉTIQUE
MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Cârstea, T. Ion : **Méthode des éléments finis appliquée au domaine de machines électriques de courant continuu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 90

Cet article aborde l'aspect de l'application de la méthode des éléments finis au calcul du champ magnétique des machines de courant continuu.

L'algorithme propose est très général et l'on peut l'utiliser pour les machines électriques complexes.

CD 621.316.543

ONDULEUR TRIPHASÉ
EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES
CARACTÉRISTIQUES NON–LINÉAIRES

Cernat, M. : **Etude de l'onduleur triphasé à thyristors, compte tenu de la caractéristique non-linéaire du thyristor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 93

L'article établit une méthode directe (ci-inclus le programme en FORTRAN) pour le calcul des tensions et des courants de l'onduleur triphasé. La méthode est fondée sur l'intégration numérique directe selon la méthode Runge-Kutta du système d'équations differentielles de l'onduleur et tient compte de la caracteristique non-linéaire du thyristor.

On a obtenu des résultats utiles pour le calcul et l'emploi des onduleurs.

CD 621.374

CIRCUIT NON–LINÉAIRE
ANALYSE COMBINATOIRE
REPRÉSENTATION HYBRIDE

Iordache, M., Colţeanu, M., Voicu, N. : **Sur la méthode combinatoire d'analyse des circuits électriques résistifs non-linéaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 99

L'ouvrage présente une méthode originale pour déterminer les 2^n représentationshyb rides, théoriquement possibles, d'un circuit résistif non-linéaire à n résistors non-linéaires, nécessaires pour trouver des solutions multiples. On y expose également la formulation des équations hybrides correspondantes à chacune des représentations hybrides des 2^n représentations théoriquement possibles.

Le circuit non-linéaire analiysé peut comprende : résistors nonlinéaires de n'importe quel type, nuleurs, gyrateurs, onduleurs de tension ou/et de courant, sources indépendantes de tension ou/et de courant, résistors linéaires, tous les quatre types de sources commandées et, généralement tout élément multipôle de circuit qui ait un schema équivalent constitué seulement par des éléments idéaux dipolaires.

CD 628.972

RÉFLEXIONS MULTIPLES
FLUX DIRECT
DISTRIBUTION PAR ZONES

Botez, Cl., Ioachim, D. : **Eléments de calcul des installations électriques d'éclairage intérieur par la méthode des réflexions multiples.**

E.E·A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 107

On y propose une variante pratique et rapide pour le calcul des instalations d'éclairage intérieur par la méthode des réflexions multiples.

A partir de la relation des flux stabilisés aux surfaces réfléchissantes on détermine la relation de calcul du coefficient d'utilisation du flux lumineux dont on doit pourvoir l'installation.

On fait le calcul des composants directs du flux selon M. M. Epanechnicov, alors qu'ensuite les calculs sont faits selon la méthodologie qu'on emploie fréquement dans la conception.

CD 621.362

TERMOCOUPLE
GÉNÉRATEUR DE TENSION

Robeja, I. : **Thermorégulateur à thermocouple.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 113

L'article présente des éléments concernant la mesure, l'enregistrement, la transmission à distance et le contrôle automatique de la température.

CD 621.3.013

FERITES
CIRCULATEUR À MICRO–ONDES

Sajin, Gh. : **Réalisation des circuleurs à micro-ondes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 3, avril 1981, p. 118

L'ouvrage présente le comportement des ferrites en fonction de la variation de la température, les résultats étant appliqués au comportement des circulateurs à micro-ondes. On présente quelques méthodes de réduction de l'influence des variations de température sur la fréquence de travail des circuleurs.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.36 : 621.59

Analiza regimului termic al unui cablu criorezistiv

ARIE, A. ARIE, MARIETA GRIGORIU, MIRCEA EREMIA, TIBERIU COVACI * — BUCUREŞTI

Introducere

În prezent transportul energiei electrice se face aproape în totalitate prin linii aeriene trifazate, ceea ce necesită, pentru a face faţă cerinţelor crescînde de energie, utilizarea unor niveluri de tensiuni din ce în ce mai ridicate (220, 400, 750 kV). Această soluţie este limitată totuşi de numeroase dificultăţi (probleme de izolaţie, pierderi prin efect corona, lărgimea şi înălţimea culoarelor de trecere în zonele dens populate, obstacole geografice sau sociale etc.), care pe de o parte vor limita nivelul de tensiune (probabil la 1 000 sau 1 500 kV), iar pe de altă parte vor obliga sigur, cel puţin pentru anumite utilizări, să se facă apel la legături prin cabluri de foarte mare putere.

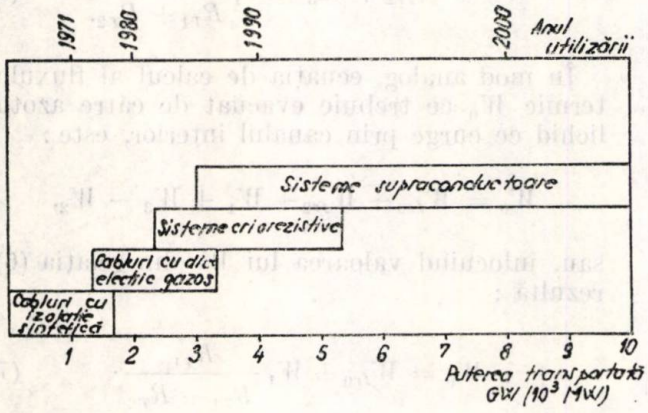


Fig. 1. Tehnologii noi pentru cablurile subterane de mare capacitate.

Cercetările actuale în domeniul cablurilor urmăresc, în paralel cu creşterea randamentului reţelelor clasice, introducerea unor tehnologii noi de transport şi anume — cabluri criorezistive cu conductoare normale răcite la temperaturi sub 100 K şi chiar supraconductoare — cu conductoare din aliaje speciale răcite pînă la temperaturi apropiate de 0 K (fig. 1).

Folosirea temperaturilor joase conduce la o reducere importantă a pierderilor de energie în conductoare, fapt ce permite utilizarea unor densităţi de curent mai mari şi, în consecinţă, creşterea puterilor transportate la acelaşi nivel de tensiune. Fiind independente termic de mediul ambiant cablurile criogenice pot fi dispuse unul lîngă altul.

În cadrul lucrării de faţă, pe lîngă stabilirea unui model matematic al regimului termic într-un cablu electric criorezistiv ($U_n = 110$ kV şi $S_n = 1\,000 - 2\,500$ MVA), se stabilesc ecuaţiile de calcul al debitului de agent de răcire necesar, în cazul unor condiţii constructive şi de exploatare impuse.

1. Modelul matematic al regimului termic în cazul cablului criorezistiv răcit cu azot lichid

Schema electrică echivalentă

Considerînd structura cablului criorezistiv din figura 2, se disting următoarele componente :

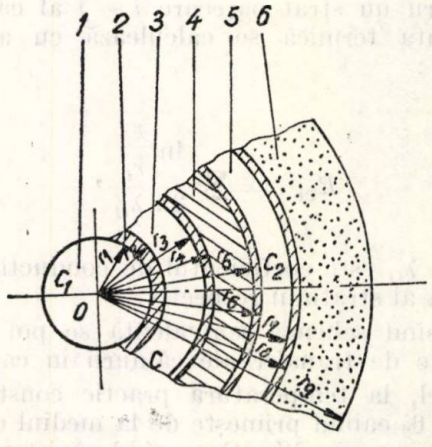


Fig. 2. Structura cablului criorezistiv analizat.

* Institutul politehnic-Bucureşti.

1 — canalul interior — parcurs de azotul lichid, care preia fluxul termic W_0;
2 — suportul mecanic de teflon, ce constituie rezistența termică R_{T1};
3 — conductorul electric din aluminiu, care degajă fluxul termic $W_1 = RI^2$;
4 — izolația electrică a cablului, ce constituie rezistența termică R_{T2};
5 — canalul exterior de azot lichid, care preia fluxul termic W_2;
6 — stratul de superizolație și de protecție, ce constituie rezistența termică R_{T3}.

Din exteriorul ultimului strat se primește, de la mediul în care este amplasat cablul, fluxul termic W_3.

Datorită căldurii rezultate prin frecare în masa de azot lichid, se introduce fluxul termic W_{fr0} în canalul interior, respectiv W_{fr2} în canalul exterior.

Reprezentînd schematic schimbul termic din cablul criorezistiv, prin analogie electrică, rezultă schema electrică echivalentă din figura 3 a; diagramele de variație a fluxurilor termice sînt redate în figura 3 b, iar temperaturile în cablu, în figura 3 c.

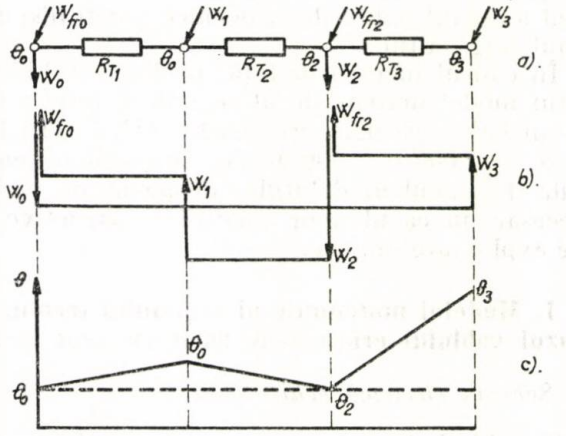


Fig. 3. Schimbul termic — schema electrică echivalentă.

Pentru un strat oarecare $i - j$ al cablului; rezistența termică se calculează cu ajutorul relației:

$$R_{Ti-j} = \sum \frac{\ln \frac{r_j}{r_i}}{2\pi \lambda_{ij}}, \qquad (1)$$

în care λ_{ij} este coeficientul de conductibilitate termică al stratului respectiv.

Folosind schema echivalentă se pot obține ecuațiile de transfer ale căldurii în cablu.

Astfel, la temperatura practic constantă a solului θ_3 cablul primește de la mediul exterior un flux termic W_3. Cunoscînd rezistența termică R_{T3} și considerînd cunoscută temperatura θ_2 a azotului lichid din canalul exterior ($\theta_2 = -196°C$) se poate calcula fluxul termic W_3:

$$W_3 = \frac{\theta_3 - \theta_2}{R_{T3}}. \qquad (2)$$

Dacă θ_c este temperatura necunoscută a conductorului electric, W_2 fluxul termic (necunoscut) preluat de azotul lichid, respectiv W_{fr2} fluxul termic introdus prin frecarea vîscoasă din mediul de azot lichid, din canalul exterior, atunci se poate scrie ecuația de transfer de căldură:

$$\theta_2 - \theta_c = (W_3 + W_{fr2} - W_2)R_{T2}. \qquad (3)$$

Analog, se poate deduce ecuația de transfer de căldură pentru primul canal de azot:

$$\theta_c - \theta_0 = (W_3 + W_1 + W_{fr2} - W_2)R_{T1}. \qquad (4)$$

Adunînd relațiile (3) și (4), se obține:

$$\theta_2 - \theta_0 = (W_3 + W_{fr2})(R_{T1} + R_{T2}) + W_1 R_{T1} - W_2(R_{T1} + R_{T2}). \qquad (5)$$

Dacă se face ipoteza $\theta_0 = \theta_2$, se obține fluxul termic ce trebuie evacuat prin azotul lichid ce curge prin canalul exterior:

$$W_2 = W_{fr2} + W_3 + W_1 \frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_{T2}}. \qquad (6)$$

În mod analog, ecuația de calcul al fluxului termic W_0 ce trebuie evacuat de către azotul lichid ce curge prin canalul interior, este:

$$W_0 = W_{fr0} + W_{fr2} + W_1 + W_3 - W_2,$$

sau, înlocuind valoarea lui W_2 din relația (6), rezultă:

$$W_0 = W_{fr0} + W_1 \frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_{T2}}. \qquad (7)$$

În relațiile prezentate W_1 reprezintă fluxul termic introdus prin încălzirea conductorului prin efectul Joule:

$$W_1 = RI^2, \qquad (8)$$

în care R este rezistența electrică a conductorului, iar I — intensitatea curentului corespunzătoare puterii electrice transportate S.

Căldura degajată prin frecare în interiorul fluidului este dată de relaţia :

$$W_{fr} = \frac{\Delta p \cdot D_M}{\rho_M}, \tag{9}$$

în care D_M este debitul masic de fluid în kg/s ;

$\Delta p = 2f\frac{l}{d_h}\rho_m v^2$ — pierderea de presiune în tronsonul de cablu, de lungime l ;

ρ_m — valoarea medie a densităţii fluidului ;

v — viteza fluidului, în m/s ;

d_h — diametrul hidraulic al canalului, în m ;

$f = 0{,}0014 + 0{,}125\, Re^{-0{,}32}$ — coeficientul lui Darcy de pierdere de sarcină [1] ;

$Re = \frac{v d_h \rho_m}{\mu}$ — cifra lui Reynolds ;

μ — vîscozitatea dinamică a fluidului.

Stabilirea debitelor de azot lichid

Pentru stabilirea debitelor de azot lichid se admite ipoteza că, circulaţia azotului lichid se face în echicurent, prin canalele concentrice 1 şi 5 (fig. 2).

În plus, se face ipoteza că azotul lichid se încălzeşte cu circa $\Delta\theta = 30$ K pe un tronson de cablu de 10 km.

În aceste condiţii debitul masic de fluid de răcire (azot lichid), care preia fluxul termic W_0 este dat de relaţia :

$$D_{M0} = \frac{W_0}{\Delta i_0}, \tag{10}$$

iar debitul masic de azot lichid care preia fluxul W_2 :

$$D_{M2} = \frac{W_2}{\Delta i_2}. \tag{11}$$

În relaţiile (10) şi (11) variaţia de entalpie a fluidului între intrarea şi ieşirea unui tronson de cablu este dată de expresia :

$$\Delta i = \Delta i_0 = \Delta i_2 = c_{pm} \cdot \Delta\theta \tag{12}$$

în care c_{pm} este căldura specifică medie a azotului lichid.

În conformitate cu relaţia (9) rezultă expresia fluxului termic degajat prin frecare, în masa de azot lichid din canalul interior :

$$W_{fr0} = K_0 D_{M0}^3, \tag{13}$$

respectiv pentru canalul exterior :

$$W_{fr2} = K_2 D_{M2}^3, \tag{14}$$

în care :

$$K_0 = \frac{f_0}{100\, \rho_m^2 \pi^2 r_1^5};$$

$$K_2 = \frac{f_2}{100\, \rho_m^2 \pi^2 (r_7 - r_6)(r_7^2 - r_6^2)^2}.$$

Ţinînd seama de relaţiile (10), (11), (6), (7), (13) şi (14) se pot obţine ecuaţiile debitelor de azot lichid :

$$D_{M0} = \frac{K_0}{\Delta i} D_{M0}^3 + \frac{W_1}{\Delta i}\frac{R_{T2}}{R_{T1} + R_{T2}}, \tag{15}$$

$$D_{M2} = \frac{K_2}{\Delta i} D_{M2}^3 + \frac{W_3}{\Delta i} + \frac{W_1}{\Delta i}\frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_{T2}}. \tag{16}$$

Condiţii de stabilitate

Pentru rezolvarea ecuaţiilor (15) şi (16) de gradul trei în D_M, acestea se aduc la forma :

$$x = ax^3 + b, \tag{17}$$

adică :

$$D_{M0} = a_0 D_{M0}^3 + b_0, \tag{18}$$

$$D_{M2} = a_2 D_{M2}^3 + b_2. \tag{19}$$

Întrucît termenul liber este pozitiv, ecuaţia are sigur o rădăcină negativă şi celelalte două fie imaginare, fie pozitive.

Pentru ca rădăcinile să fie pozitive trebuie să fie respectată condiţia [2] :

$$ab^2 \leqslant 0{,}148. \tag{20}$$

Aplicînd această condiţie în cazul ecuaţiilor (18) şi (19), rezultă că regimul termic este stabil, în sensul că se poate determina un debit de azot lichid care să absoarbă căldura primită de la mediul exterior şi pierderile prin frecare, precum şi căldura produsă prin efect Joule.

2. Puterea maximă transportată printr-un cablu criorezistiv cu o structură dată

Pentru ca ecuaţiile de gradul trei (18) şi (19) să accepte trei rădăcini reale, trebuie ca între

coeficienții săi să fie respectată condiția (20), adică :

$$\frac{K_0}{\Delta i^3}\frac{R_{T2}^2}{(R_{T1}+R_{T2})^2}W_1^2 - 0{,}148 \leqslant 0, \qquad (21)$$

$$\frac{K_2}{\Delta i^3}\frac{R_{T1}^2}{(R_{T1}+R_{T2})^2}W_1^2 + \frac{2K_2}{\Delta i^3}\frac{R_{T1}}{R_{T1}+R_{T2}}W_3W_1 + \frac{K_2}{\Delta i^3}W_3^2 \leqslant 0{,}148. \qquad (22)$$

Analizînd condițiile (21) și (22) rezultă că ele limitează valoarea lui W_1, ceea ce dă posibilitatea de a stabili puterea S ce poate fi transportată printr-un anumit cablu, de dimensiuni și materiale cunoscute, pentru o tensiune U și o rezistență electrică R date :

$$S = U\sqrt{\frac{3W_1}{R}}. \qquad (23)$$

Din analiza inecuației (22) rezultă o ecuație de gradul doi în W_1, de forma :

$$uW_1^2 + vW_1 + t = 0, \qquad (24)$$

unde :

$$u = \frac{K_2R_{T1}^2}{\Delta i^3(R_{T1}+R_{T2})^2}, \quad v = \frac{2K_2R_{T1}W_3}{\Delta i^3(R_{T1}+R_{T2})},$$

$$t = \frac{K_2}{\Delta i^3}W_3^2 - 0{,}148.$$

Se poate concluziona că ecuația (16) are trei rădăcini reale numai dacă $t < 0$ (deoarece u, fiind strict pozitiv, numai în acest caz ecuația (24) are o rădăcină pozitivă).

Rezultă deci, încă o condiție de stabilitate, determinată de inecuația :

$$W_3^2\frac{K_2}{\Delta i^3} - 0{,}148 < 0. \qquad (25)$$

În concluzie, pentru a stabili puterea maximă ce se poate transporta printr-un cablu dat se verifică mai întîi condiția de stabilitate dată de relația (25). Dacă aceasta este îndeplinită, se calculează rădăcinile pozitive ale ecuațiilor (24) și, respectiv, (21), adică :

$$W_1 = \frac{-v + \sqrt{v^2 + 4u\cdot|t|}}{2u}, \qquad (26)$$

$$W_1' = \sqrt{\frac{0{,}148\,\Delta i^3(R_{T1}+R_{T2})^2}{K_0R_{T_2}^2}}. \qquad (27)$$

Se alege valoarea cea mai mică între W_1 și W_1', valoare care va respecta ambele condiții de stabilitate determinate de relațiile (21) și (22).

Înlocuind acest $W_{1\min}$ în relația (23) se află puterea aparentă maximă ce poate fi transportată prin cablul dat.

3. Structura optimă a cablului criorezistiv pentru o valoare impusă a puterii

În cele ce urmează se propune o metodă pentru determinarea structurii optime a cablului, impunîndu-se puterea ce trebuie transportată. În acest sens, pornind de la o rază inițială a canalului interior r_1 aleasă, se stabilesc relațiile de legătură între dimensiunile cablului și aceasta.

Pentru raza r_1 aleasă se determină puterea maximă transportată conform celor prezentate în paragraful 2. Dacă această valoare diferă de puterea impusă, se modifică valoarea razei canalului interior. Încercările se reiau prin metoda iterativă pînă la obținerea acelorași valori pentru valoarea puterii calculate și impuse.

4. Rezultate și concluzii

În vederea determinării puterii transportate și a structurii cablului criorezistiv — cu conductoare de aluminiu, răcit cu azot lichid — s-au întocmit programele CRIO-1 și CRIO-2. Ambele programe scrise în limbajul FORTRAN au fost testate pe calculatorul IBM-1130 din cadrul Centrului de calcul al Institutului politehnic-București.

Rezultatele aplicării programului CRIO-1 pentru structurile de cablu — propuse de ICPE-București spre studiu — sînt redate în tabelul 1. Se observă că, dintre variantele analizate, o parte (variantele 1, 2, 3, 5, 6, 9 și 11) nu se pot realiza practic, nerespectînd condițiile de stabilitate; celelalte variante propuse (4, 7, 8, 10, 12) pot fi realizate dar pentru puteri mult mai mici decît cele preconizate.

Prin aplicarea programului CRIO-2 s-au determinat structurile optime pentru puteri cuprinse între 1 000 și 3 000 MVA. Valorile din tabelul 2 s-au stabilit pentru secțiuni egale ale canalelor de azot lichid.

Tabelul 1

Rezultatul testării cablului propus de ICPE

Nr. crt.	r_1 cm	r_2 cm	r_3 cm	r_4 cm	r_5 cm	r_6 cm	r_7 cm	r_8 cm	r_9 cm	D_{Mo} kg/s	D_{M2} kg/s	W_1 W/cm	W_3 W/cm	W_{fro} W/cm	W_{fr2} W/cm	P_P W/cm	S_N MVA
1	0,75	1,00	5,70	5,80	7,80	8,00	8,05	0,15	12,15	—	—	—	—	—	—	—	*
2	1,25	1,50	5,80	5,90	7,90	8,10	8,25	8,35	12,35	—	—	—	—	—	—	—	*
3	1,75	2,00	5,95	6,05	8,05	8,25	8,50	8,60	12,55	—	—	—	—	—	—	—	*
4	2,25	2,50	6,10	6,20	8,20	8,40	8,75	8,85	12,85	0,8165	0,2242	0,011	0,006	0,004	0,044	0,654	410,1
5	0,75	1,00	4,70	4,80	6,80	7,00	7,10	7,20	12,20	—	—	—	—	—	—	—	*
6	1,25	1,50	4,80	4,90	6,90	7,10	7,12	7,35	11,35	—	—	—	—	—	—	—	*
7	1,75	2,00	5,00	5,10	7,10	7,30	7,60	7,70	11,70	0,0373	0,329	0,003	0,005	0,028	0,00001	0,376	189,6
8	2,25	2,50	5,20	5,30	7,30	7,50	7,90	8,00	12,00	0,7627	0,2453	0,017	0,006	0,004	0,036	0,549	418,6
9	0,75	1,00	4,10	4,20	6,20	6,40	6,50	7,50	10,60	—	—	—	—	—	—	—	*
10	1,25	1,50	4,25	4,35	6,35	6,55	6,70	6,80	10,80	0,035	0,304	0,003	0,005	0,026	0,00001	0,348	156,9
11	1,75	2,00	4,45	4,55	6,55	6,75	7,05	7,15	11,15	—	—	—	—	—	—	—	*
12	2,25	2,50	4,80	4,90	6,90	7,00	7,50	7,60	11,60	0,490	0,2827	0,302	0,005	0,004	0,009	0,184	491,0

Tabelul 2

Determinarea structurii cablului criorezistiv pentru : U_N = 110 kV

Nr. crt.	S_N MVA	r_1 cm	r_2 cm	r_3 cm	r_4 cm	r_5 cm	r_6 cm	r_7 cm	r_8 cm	r_9 cm	W_{fr2} W/cm	W_{fro} W/cm	R_{el} Ω	P_P W/cm	D_{M2} kg/s	D_{Mo} kg/s
1	1000	5,54	5,79	6,48	6,58	8,58	8,78	10,38	10,48	14,48	0,217	0,098	$0,914 \cdot 10^{-8}$	0,4213	4,18	4,77
2	1200	5,96	6,21	6,97	7,07	9,07	9,27	11,03	11,13	15,13	0,269	0,118	$0,762 \cdot 10^{-8}$	0,5173	5,129	5,73
3	1400	6,34	6,59	7,43	7,53	9,53	9,73	11,62	11,72	15,72	0,323	0,137	$0,653 \cdot 10^{-8}$	0,6144	6,091	6,689
4	1600	6,69	6,94	7,85	7,95	9,95	10,15	12,16	12,26	16,26	0,377	0,157	$0,571 \cdot 10^{-8}$	0,7135	7,069	7,654
5	1800	7,02	7,27	8,24	8,34	10,34	10,54	12,67	12,77	16,77	0,433	0,178	$0,508 \cdot 10^{-8}$	0,8164	8,072	8,631
6	2000	7,32	7,57	8,61	8,71	10,71	10,91	13,14	13,24	17,24	0,487	0,197	$0,457 \cdot 10^{-8}$	0,9134	9,054	9,5807
7	2200	7,60	7,85	8,95	9,05	11,05	11,25	13,58	13,68	17,68	0,002	0,217	$0,415 \cdot 10^{-8}$	0,2922	1,645	10,521
8	2400	7,88	8,13	9,28	9,38	11,38	11,58	14,02	14,12	18,12	0,600	0,237	$0,381 \cdot 10^{-8}$	1,116	11,076	11,515
9	2600	8,13	8,38	9,59	9,69	11,69	11,89	14,41	14,51	18,51	0,655	0,256	$0,351 \cdot 10^{-8}$	1,215	12,057	12,449
10	2800	8,38	8,63	9,90	10,00	12,00	12,20	14,80	14,90	18,90	0,713	0,276	$0,326 \cdot 10^{-8}$	1,319	13,093	13,431
11	3000	8,61	8,86	10,18	10,28	12,28	12,48	15,27	15,27	19,27	0,768	0,296	$0,305 \cdot 10^{-8}$	1,419	14,089	14,369

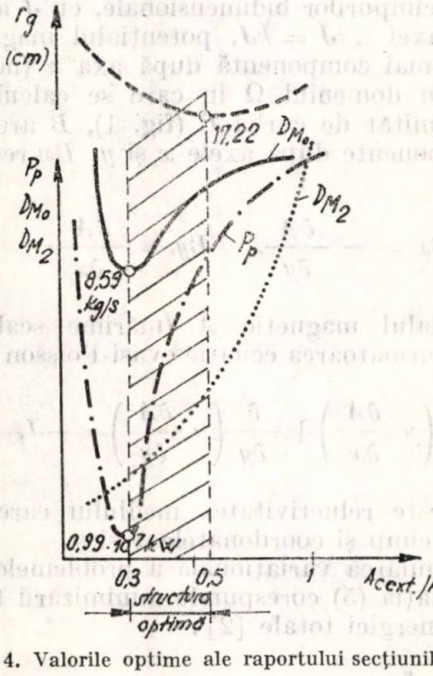


Fig. 4. Valorile optime ale raportului secţiunilor canalelor.

În cazul unor secţiuni neegale ale canalelor exterior/interior, s-a studiat problema optimizării structurii cablului din punct de vedere al dimensiunilor de gabarit ale cablului, precum şi din punct de vedere al puterilor consumate pentru pompele de circulaţie a azotului lichid.

Astfel, în figura 4 se observă două valori optime ale raportului secţiunilor canalelor şi anume 0,3 din punct de vedere al puterii minime consumate şi 0,55 din punct de vedere al razei exterioare minime a cablului.

Rezultă că structura optimă a cablului se va stabili în domeniul 0,3 — 0,55 al acestui raport.

Pentru simplificare nu s-a luat în considerare schimbul de căldură prin convecţie, ceea ce va face obiectul unei lucrări ulterioare.

Bibliografie

[1] *Schwab, A. M., Delile, G., Jegou, Y.* Etude générale des problèmes liés à la réfrigération d'une liaison électrique supraconductrice à courant continuu. In : Supplément au Bulletin IIF/IIR. Annexe 1969—1, p. 163—170.

[2] *Arie, A., Grigoriu, M., Eremia, M., Crişciu, H., Covaci, T., Marcus, M.* Studiul regimului termic al unui cablu criorezistiv. Al II-lea Colocviu naţional de criogenie, crioelectrotehnică şi electrotehnică aplicată. Craiova 29—30, mai 1980.

CZ 621.313.22

Metoda elementelor finite pentru mașini electrice de curent continuu

ION T. CÂRSTEA * — CRAIOVA

Introducere

Dezvoltarea în ritm intens a industriei a dus la apariția mașinilor electrice de puteri mari. Analiza precisă a performanțelor acestor mașini se face pe baza cunoașterii distribuției cîmpului magnetic în diverse părți constructive, în condiții de neliniaritate, determinate de saturația părților magnetice ale mașinii.

Determinarea cîmpului magnetic prin metode analitice se limitează la medii omogene liniare și de forme geometrice simple. În mașinile complexe determinarea cîmpului se face utilizînd metodele analizei numerice. Majoritatea metodelor aparțin clasei diferențelor finite în care ecuațiile cu derivate parțiale, la care conduc problemele de cîmp, se înlocuiesc printr-un sistem de ecuații în diferențe finite. Dezavantajele acestor metode sînt legate de numărul mare de noduri ale rețelei ce discretizează domeniul în care se calculează cîmpul, și de convergența slabă a iterațiilor pentru domeniile în care au loc modificări importante ale parametrilor de material.

În această lucrare se prezintă metoda elementelor finite pentru mașini electrice de curent continuu (c.c), bazată pe formularea variațională a problemelor de cîmp neliniare bidimensionale. Avantajul principal al metodei constă în flexibilitatea acesteia în raport cu proprietățile de material și forma geometrică a domeniului în care se calculează cîmpul.

1. Formularea problemei

Se va considera o mașină electrică rotativă de c.c. Sistemul de coordonate ales este sistemul cartezian x, y, z, axa de rotație a mașinii fiind z. În figura 1 se prezintă o secțiune prin mașină, versorul axei z satisfăcînd relația $\bar{k} = \bar{j}\, x\, \bar{i}$:

$$\text{rot}\, \bar{H} = \bar{J}, \tag{1}$$

$$\text{div}\, \bar{B} = 0, \tag{2}$$

$$B = f(H), \tag{3}$$

unde $\bar{B}$, $\bar{H}$, $\bar{J}$ reprezintă vectorii inducție magnetică, intensitatea, cîmpului magnetic, respectiv densitatea de curent, iar dependența f a lui B de H nu este neapărat analitică.

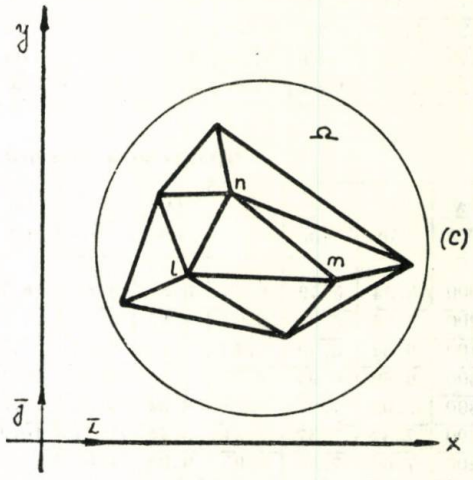


Fig. 1

Introducînd mărimea de calcul auxiliară $\bar{A}$, numită potențial magnetic-vector prin relația $\bar{B} = \text{rot}\, \bar{A}$, ecuația (2) este satisfăcută. În cazul cîmpurilor bidimensionale, cu $\bar{J}$ avînd direcția axei z, $\bar{J} = \bar{k}J$, potențialul magnetic $\bar{A}$ are numai componentă după axa z (notată cu A). În domeniul Ω în care se calculează cîmpul limitat de curba C (fig. 1), $\bar{B}$ are numai componente după axele x și y, Bx respectiv By:

$$Bx = -\frac{\partial A}{\partial y}, \qquad By = \frac{\partial A}{\partial x}. \tag{4}$$

Potențialul magnetic A (mărime scalară), satisface următoarea ecuație cvasi-Poisson [3]:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\nu \frac{\partial A}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\nu \frac{\partial A}{\partial y}\right) = -J, \tag{5}$$

unde ν este reluctivitatea mediului care depinde de cîmp și coordonatele x și y.

În formularea variațională a problemelor de cîmp, ecuația (5) corespunde minimizării funcționalei energiei totale [2]:

$$F = \iint_{\Omega} \left(\int_0^B \nu b \, \mathrm{d}b \right) \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y - \iint_{\Omega} JA \, \mathrm{d}x \, \mathrm{d}y. \tag{6}$$

* Universitatea din Craiova.

Minimizînd funcționala (6) printr-un procedeu iterativ, utilizînd anumite funcții pentru A, se obține soluția problemei de cîmp descrise de (5) cu condiții pe frontieră omogene. Problemele de cîmp neomogene se pot reduce la probleme de cîmp omogene [1].

2. Metoda elementelor finite

Pentru soluționarea numerică a problemei formulată în paragraful 2 se discretizează domeniul Ω în elemente finite triunghiulare (fig. 1), ale căror fețe trebuie să coincidă cu interfețele de material. Se alege pentru A un polinom de două variabile de grad n, ai cărui coeficienți se calculează în funcție de potențialele-vector ale vîrfurilor elementelor triunghiulare. Cel mai frecvent, mărimea elementelor triunghiulare se alege în așa fel încît să se poată considera inducția magnetică constantă, ipoteză ce corespunde aproximării potențialului magnetic A printr-un polinom liniar de ordinul întîi în x și y:

$$A = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y, \tag{7}$$

unde $\alpha_i (i = 1, 2, 3)$ sînt coeficienți ce se determină scriind relația (7) pentru cele trei vîrfuri ale triunghiului lmn (fig. 1).

În cele ce urmează, la mărimile corespunzătoare vîrfurilor triunghiului lmn li se va da ca indice litera corespunzătoare vîrfului respectiv. Rezultă, pentru α_i, următoarele valori:

$$\alpha_1 = \frac{1}{D}[A_l(x_m y_n - x_n y_m) + A_m(x_n y_l + x_l y_n) + A_n(x_l y_m - x_m y_l)], \tag{8}$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{D}[A_l(y_m - y_n) + A_m(y_n - y_l) + A_n(y_l - y_m)], \tag{9}$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{D}[A_l(x_n - x_m) + A_m(x_l - x_n) + A_n(x_m - x_l)], \tag{10}$$

$$D = (x_m y_n - x_n y_m) + (x_n y_l - x_l y_n) + (x_l y_m - x_m y_l). \tag{11}$$

Pentru vîrfurile l, m, n luate în sens trigonometric, D reprezintă o mărime pozitivă egală cu dublul ariei triunghiului $l\ m\ n$.

Condiția de minim pentru funcționala (6) este:

$$\frac{\partial F}{\partial A_l} = 0, \tag{12}$$

unde F se evaluează pe domeniul format din triunghiurile care au vîrful l comun. Notînd grupul acestor triunghiuri cu T și cu F_t valoarea lui F pentru un triunghi t, relația (12), devine:

$$\sum_{t \in T} \frac{\partial F_t}{\partial A_l} = 0. \tag{13}$$

Calculînd pe (13), rezultă următoarea relație de bază [4] pentru calculul potențialului unui vîrf oarecare l:

$$A_l = -\frac{1}{\sum_{t \in T} \nu\, k_{lt}} \left[\sum_{t \in T}(A_m k_{2t} + A_n k_{3t}) + k_T\right], \tag{14}$$

cu:

$$k_{lt} = \frac{1}{2D_t}[(y_m - y_n)^2 + (x_n - x_m)^2],$$

$$k_{2t} = \frac{1}{2D_t}[(y_m - y_n)(y_n - y_l) + (x_n - x_m)(x_l - x_n)], \tag{15}$$

$$k_{3t} = \frac{1}{2D_t}[(y_m - y_n)(y_l - y_n) + (x_n - x_m)(x_m - x_l)],$$

$$k_T = -\frac{1}{6}\sum_{t \in T} J_t D_t,$$

unde J_t, D_t sînt densitatea de curent, respectiv aria triunghiului t.

Relația (14) este similară cu cea dată în [5] cu deosebirea că reluctivitatea mediului ν nu este constantă și, deci, algoritmul de calcul este puțin modificat.

3. Algoritm de calcul iterativ

În [3] se dă o soluție iterativă a sistemului de ecuații (13) utilizînd metoda lui Newton-Raphson. Dezavantajul acestui procedeu este legat de evaluarea iacobianului sistemului de ecuații la fiecare iterație. În continuare se prezintă algoritmul de calcul pe baza relației (14), care exprimă potențialul vector A_l în orice vîrf în funcție de potențialele vector ale vîrfurilor vecine. Algoritmul de calcul numeric cuprinde următoarele etape:

1. Se inițializează nodurile (vîrfurile) rețelei triunghiulare ce acoperă domeniul Ω la valorile 0 cu excepția punctelor de pe frontieră. Aceste valori se notează cu A°.

2. Se calculează pentru fiecare vîrf valoarea A_1 cu relaţia (14) şi se atribuie vîrfului respectiv valoarea :

$$A^i = A^{i-1} + f_A(A_1 - A^{i-1}), \qquad (16)$$

pentru $i = 1, 2, \ldots$ Factorul f_A îmbunătăţeşte convergenţa şi se ia în jurul valorii 2 [2].

3. Pentru fiecare triunghi, la fiecare iteraţie i, se calculează reluctivitatea ν^i cu formula :

$$\nu^i = \nu^{i-1} + f_\nu(\nu - \nu^{i-1}), \qquad (17)$$

unde f_ν este un factor care îmbunătăţeşte convergenţa şi se ia de aproximativ 0,1, iar ν este valoarea reluctivităţii calculată din curba de magnetizare.

4. Procedeul se consideră terminat cînd diferenţele valorilor potenţialelor a două iteraţii succesive sînt mai mici decît o eroare ε impusă.

Programul pe calculatorul numeric necesită o memorie cu atît mai mare cu cît reţeaua de triunghiuri ce acoperă domeniul în care se calculează cîmpul este mare, de aceea în practică numărul triunghiurilor în jurul fiecărui vîrf se ia în jurul valorii 6.

4. Convergenţa metodei. Condiţii pe frontieră

Convergenţa metodei este îmbunătăţită dacă procedeul descris în paragraful 3 se realizează în două etape : o etapă utilizînd o reţea grosieră şi o a doua etapă utilizînd o reţea mai fină. După calcularea potenţialelor pentru reţeaua grosieră se generează noi vîrfuri la mijlocul laturilor triunghiurilor reţelei iniţiale [4], şi li se asociază potenţiale vector egale cu media potenţialelor din vîrfurile vecine. Se obţine o convergenţă satisfăcătoare luînd pentru reţeaua grosieră $f_\nu = 0$ şi $f_A \simeq 1{,}9$, iar pentru reţeaua fină $f_\nu = 0{,}1$ şi $f_A \simeq 1$.

Metoda prezentată permite calculul cîmpului magnetic în maşini electrice atît la mersul în gol, cît şi la mersul în sarcină. Domeniul Ω în care se calculează cîmpul se ia deobicei pe lungimea unui pas polar, deşi la mersul în gol este suficient să fie luat pe jumătatea unui pas polar. Condiţiile pe frontieră omogene sînt satisfăcute implicit [1] în procesul minimizării funcţionalei (12).

Cazul condiţiilor pe frontieră neomogene se reduce la cel al condiţiilor omogene prin introducerea unor funcţii analitice auxiliare [1]. La mersul în gol, axele polilor coincid cu axele de simetrie ale cîmpului şi, ca atare, pot fi luate ca frontiere ale liniilor de flux în soluţionarea problemei. La mersul în sarcină, deci în condiţiile unui factor de putere diferit de zero, axele polilor nu mai concid cu axele de simetrie ale cîmpului.

Domeniul Ω se ia puţin mai mare decît un pas polar. De exemplu, pentru o maşină electrică cu poli aparenţi secţiunea în care se calculează cîmpul nu mai este limitată de axele polilor ci una din frontiere e deplasată faţă de axa polilor cu o mică alunecare (linia BE din fig. 2). În figura 2, presupunînd că fluxul este conţinut în părţile active ale maşinii, liniile AB şi EF au potenţial magnetic egal cu 0. Pentru punctele de pe frontierele AF şi BE, calculul cîmpului magnetic se face folosind aşa zisa condiţie de periodicitate [3]. O astfel de condiţie cere ca potenţialele din anumite noduri de pe frontieră să fie egale şi de semn opus cu potenţialele nodurilor de pe următorul pas polar.

De exemplu, în figura 2, potenţialele în nodurile G şi D se calculează astfel : $A_G = -A_C$ şi $A_D = -A_H$.

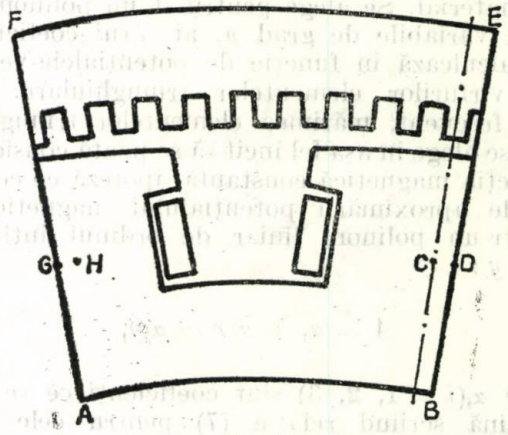


Fig. 2

5. Concluzii

Soluţionarea iterativă a problemelor de cîmp, utilizînd metoda elementelor finite este avantajoasă faţă de orice metodă de diferenţe finite, formulele de calcul obţinute avînd o aplicabilitate mult mai generală. Relaţia (14) rămîne valabilă pentru triunghiuri de mărimi şi forme variate, cu permeabilităţi şi densităţi de curent diferite. Precizia calculelor este legată de numărul de elemente în care se discretizează domeniul.

Metoda se utilizează atît în determinarea caracteristicilor de mers în gol şi în sarcină, cît şi în studiul comutaţiei maşinilor electrice de c.c. O cunoaştere a fenomenelor fizice din maşini duce la alegerea corespunzătoare a numărului şi formei elementelor finite în vederea obţinerii rezultatelor cu o precizie bună.

Bibliografie

[1] *Wexler, A.* Computation of electromagnetic fields. In : IEEE Transactions, MTT, nr. 8, 1969.

[2] *Andersen, O. W.* Iterative solution of finite element equations in magnetic fields problems. In : Paper at the IEEE PES, Summer Meeting, San Francisco, July, 1972.

[3] *Chari, M. V., Silvester, P.* Finite-element analysis of magnetically saturated D-C machines. In : IEEE Transactions PAS, 90, 1971.

[4] *Cârstea, I.* Calculul numeric al cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare prin metoda elementelor finite. In : Electrotehnica, Electronica şi Automatica, **28**, nr. 2, febr., 1980.

[5] *Cârstea, I.* Metoda elementelor finite pentru cîmpuri magnetice neliniare. În : Lucrările celui de-al II-lea Colocviu naţional de criogenie, crioelectrotehnică şi electrotehnică aplicată. Craiova, 29—30 mai, 1980.

CZ 621.316.543

INVERTOR TRIFAZAT
ECUAȚII DIFERENȚIALE
CARACTERISTICI NELINIARE

Studiul invertorului trifazat cu tiristoare ținînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului

MIHAI CERNAT * — BRAȘOV

Notații utilizate

Notația	Identificator FORTRAN	Mărimea
—	AIO, UO, OMEGAO	Mărimi de referință folosite la raportare
—	ICOMUT(1), ...	Simbolurile stărilor tiristoarelor
i_{KA}, i_{KB}, i_{KC}	AIKA, AIKB, AIKC	Intensitățile curenților prin condensatoare
i_{SA}, i_{SB}, i_{SC}	AISA, AISB, AISC	Intensitățile curenților prin fazele bobinei de sarcină
I_{CD1}, I_{CD2}, ...	ICD(1), ICD(2)...	Simbolurile impulsurilor de comandă aplicate tiristoarelor
i_{T1}, i_{T2}, ...	AIT(1), AIT(2)...	Intensitățile curenților prin tiristoare
I_H	AIH	Curentul de menținere al tiristoarelor
I_I	AI	Curentul invers maxim
—	KT	Numărul maxim de tacte
K_A, K_B, K_C	KA, KB, KC	Capacitățile condensatoarelor de comutație
L_K	LK	Inductanța de comutație a tiristoarelor
$NTACT$	NTACT	Numărul de ordine al tactului
$R_{b1} = U_I/I_I$	—	Rezistența tiristorului în stare blocată
R_c	RDIF	Rezistența tiristorului în stare de conducție
R_A, R_B, R_C, L_A, L_B, L_C	RA, RB, RC, LA, LB, LC	Rezistențele și inductanțele pe fazele bobinei de sarcină
R_D, L_D	RD, LD	Rezistența și inductanța bobinei de netezire
t	X	Timpul (variabilă independentă)
t_q	TS	Timpul de revenire
t_0	TC(1), TC(2), ...	Momentele de început ale comutării inverse a tiristoarelor
u_{KA}, u_{KB}, u_{KC}	UKA, UKB, UKC	Tensiunile la bornele condensatoarelor
u_{SA}, u_{SB}, u_{SC}	USA, USB, USC	Tensiunile de fază ale sarcinii
u_{T1}, u_{T2}, ...	UT(1), UT(2), ...	Tensiunile la bornele tiristoarelor
U_D	UD	Tensiunea sursei de curent continuu
U_I	UI	Tensiunea inversă maximă
U_{TO}	UTO	Tensiunea de salt a tiristorului

* Catedra de electrotehnică — Universitatea-Brașov.

Odată cu introducerea pe scară largă a convertoarelor cu tiristoare se manifestă tendința de a înlocui sistemele care utilizează motoare electrice de curent continuu, prin sisteme care utilizează motoare electrice de curent alternativ, mai ales la puteri și turații mari. În practică se utilizează din ce în ce mai des rețele autonome de curent alternativ cu tensiune și frecvență reglabile (de exemplu, pentru acționări de curent alternativ cu turații variabile), sau stabilizate (de exemplu, pentru instalații de alimentare de rezervă). În cadrul aplicațiilor amintite sînt utilizate foarte des invertoare trifazate cu tiristoare, care dau posibilitatea folosirii mai economice a energiei electrice.

Funcționarea invertoarelor trifazate a făcut obiectul a numeroase studii, cele mai multe bazate pe considerații calitative sau pe ipoteze simplificatoare.

În studii mai precise au fost luate în considerație numai elemente de circuit cu caracteristici liniare, ceea ce conduce la ecuații diferențiale cu coeficienți constanți (independenți de intensitățile curenților și de timp), valabile pe anumite intervale de timp.

În această lucrare se folosește modelul digital al tiristorului utilizat în lucrarea [4] pentru a analiza cu un grad superior de precizie unele performanțe ale invertorului trifazat tip paralel, studiat în lucrarea [1], fără a lua în considerație caracteristica neliniară a tiristorului.

Rezultatele obținute sînt utilizate la dimensionarea corectă a invertorului, adică, la alegerea corespunzătoare a tiristoarelor și a valorilor parametrilor schemei. Așa cum s-a arătat și în lucrarea [1], studiul regimului tranzitoriu dă posibilitatea determinării valorilor parametrilor schemei, care asigură o pornire sigură a invertorului. Condițiile de funcționare a invertorului diferă la pornire față de cele din regim cvasistaționar, mai ales datorită faptului că la pornire, tensiunea de încărcare a condensatoarelor care asigură blocarea tiristoarelor poate avea o valoare insuficientă.

În lucrare, regimul tranzitoriu la pornirea invertorului trifazat de tip paralel este studiat prin rezolvarea numerică directă a ecuațiilor diferențiale ale schemei, ținînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului.

Succesiunea calculelor este următoarea: se stabilesc ecuațiile diferențiale ale circuitelor și se rezolvă aceste ecuații prin metoda Runge-Kutta.

1. Modelul digital al tiristorului

Există numeroase încercări de a modela tiristorul. Modelele adoptate sînt, în principiu, de două feluri și anume: modele fizice și modele electrice.

Modelele fizice simulează cu o precizie mai mare sau mai mică fenomenele microscopice din elementele semiconductoare componente. Aceste modele sînt însă relativ complicate și nu prezintă importanță pentru aplicațiile inginerești, deoarece pentru a stabili parametrii electrici ai tiristorului în fiecare caz este necesară o durată de calcul relativ mare.

Modelele electrice pot fi grupate în modele care țin seama numai de caracteristicile statice ale tiristorului (deci neglijează fenomenele de comutație) și modele care țin seama și de caracteristicile dinamice ale tiristorului (deci, simulează atît comportarea tiristorului ca element de circuit, cît și fenomenele de comutație). Din cea de a doua grupă de modele, remarcabil este cel prezentat în lucrarea [3]. Tot în această lucrare se arată că în cazul frecvențelor relativ joase, adică mai mici decît 1 kHz, adoptarea unui model care ține seama și de caracteristicile dinamice ale tiristoarelor nu este justificată, avînd în vedere durata relativ redusă a fenomenelor de comutație.

În lucrarea de față s-a adoptat un model care simulează comportarea tiristorului ca element de circuit, definită cu ajutorul caracteristicilor statice. Modelul adoptat are o caracteristică curent-tensiune neliniară, liniarizată pe porțiuni (fig. 1).

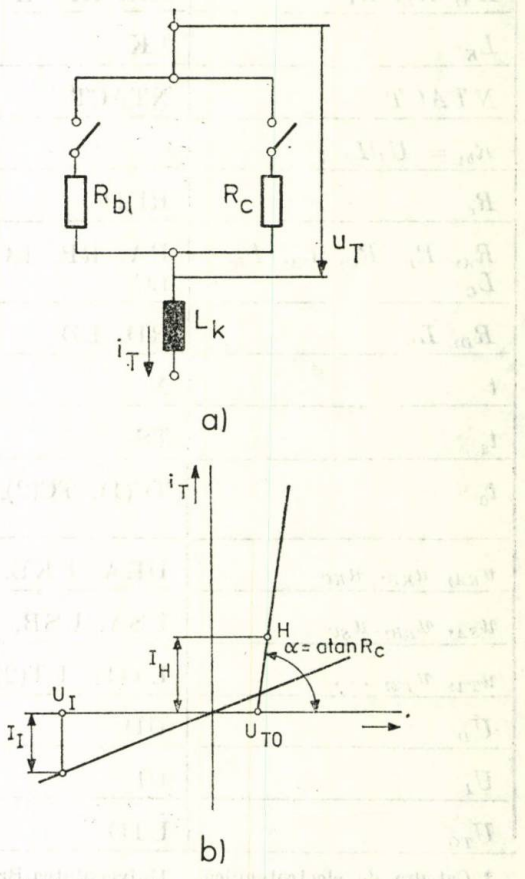


Fig. 1. Modelul de tiristor adoptat în lucrare: a) schema electrică; b) caracteristica neliniară curent-tensiune.

Caracteristica neliniară curent-tensiune a tiristorului are trei porțiuni și anume :

— caracteristica de conducție, caracterizată prin condițiile $u_T > U_{TO}$; $I_{CD} = 1$;

— caracteristica de blocare directă, caracterizată prin condițiile $u_T > 0$; $I_{CD} = 0$;

— caracteristica de blocare inversă, caracterizată prin condiția $u_T < 0$.

Intensitatea curentului, corespunzătoare celor trei caracteristici, se calculează cu relațiile următoare :

a— dacă punctul de funcționare este situat pe caracteristica de conducție :

$$i_T = \frac{u_T - U_{TO}}{R_c}, \tag{1a}$$

b — dacă punctul de funcționare este situat pe caracteristicile de blocare :

$$i_T = \frac{u_T}{R_{b1}} = \frac{I_I}{U_I} u_T. \tag{1b}$$

Trecerile posibile de la o caracteristică la alta au loc în felul următor. Trecerea în conducție a tiristorului, adică trecerea de la caracteristica de blocare directă la caracteristica de conducție, are loc atunci cînd se modifică valoarea semnalului de comandă de la valoarea $I_{CD} = 0$ la valoarea $I_{CD} = 1$, dacă este îndeplinită condiția $u_T > U_{TO}$.

Pentru trecerea în blocare a tiristorului este necesar ca condiția $i_T < I_H$ să fie îndeplinită în fiecare moment al unui interval de timp $\Delta t \geqslant t_q$, unde mărimea i_H reprezintă curentul de menținere, iar mărimea t_q reprezintă timpul de revenire.

Prin urmare, la momentul t_0 valoarea intensității curentului scade sub valoarea i_H, atunci în orice moment $t < t_0 + t_q$ tiristorul mai este încă în stare de conducție, chiar dacă este îndeplinită în permanență condiția $i_T < I_H$. După scurgerea intervalului de timp t_q, adică în momentul $t \geqslant t_0 + t_q$, tiristorul se blochează, dacă în fiecare moment al intervalului de timp $t - t_0 \geqslant t_q$ a fost îndeplinită condiția $i_T < I_H$. Dacă într-un moment oarecare $t < t_0 + t_q$, intensitatea curentului crește și nu mai este îndeplinită condiția $i_T < I_H$, atunci tiristorul rămîne în stare de conducție.

Trecerea de la caracteristica de blocare inversă la caracteristica de blocare directă și invers se face verificînd condiția $u_T < U_{TO}$. Avînd în vedere că cele două caracteristici de blocare au aceeași ecuație în planul $i_T O u_T$ verificarea condiției $u < U_{TO}$ nu mai este însă necesară.

Schema logică a subprogramului care stabilește în fiecare moment t valoarea intensității curentului în funcție de valorile tensiunii, semnalului de comandă și eventual intervalului de timp $\Delta t = t - t_0$ este reprezentată în figura 2.

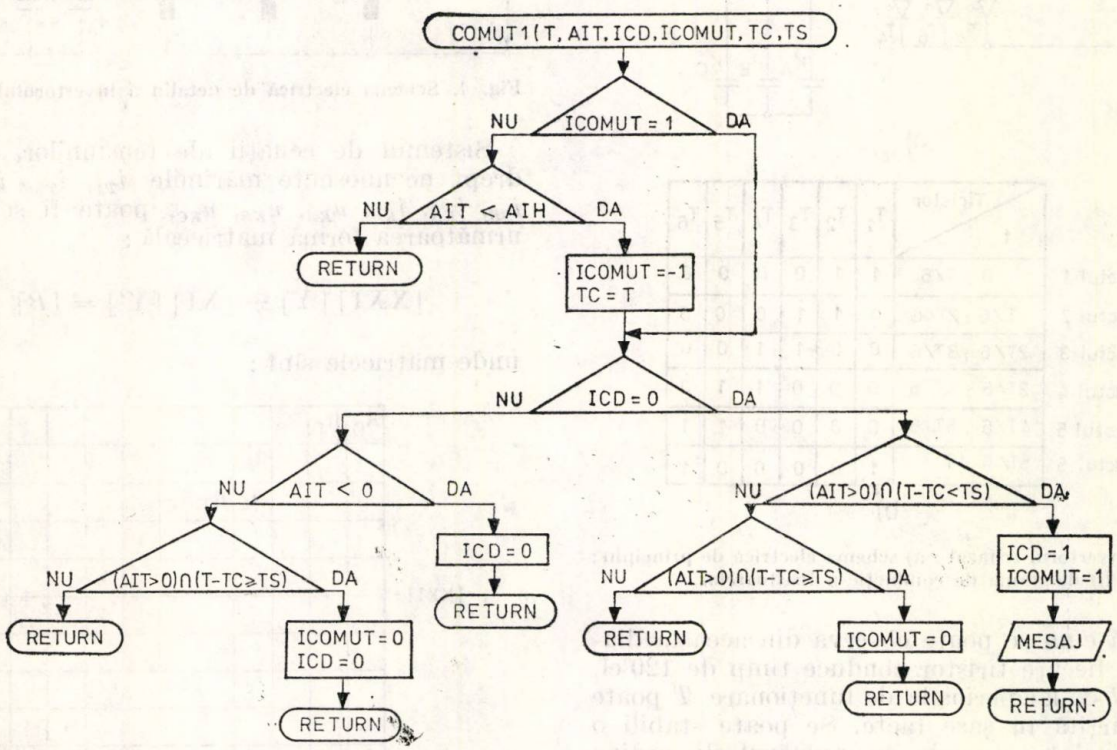


Fig. 2. Schema logică a subprogramului care modelează tiristorul.

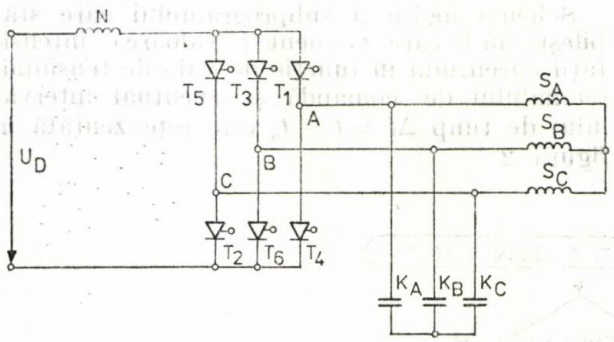
După cum se poate observa în figura 1, modelul adoptat mai conţine o inductanţă de comutaţie egală cu suma dintre inductanţa de dispersie a circuitului de comutaţie şi inductanţa bobinei introdusă în circuit, în serie cu tiristorul, cu scopul de a limita viteza de creştere a intensităţii curentului. Prezenţa acestei inductanţe nu modifică caracteristicile statice ale ventilului semicomandat.

Valoarea inductanţei de comutaţie are o influenţă hotărîtoare asupra duratei calculului numeric şi asupra constantelor de timp ale proceselor tranzitorii. Pentru a nu prelungi calculul numeric exagerat de mult este util să se aleagă o valoare relativ mare a inductanţei de comutaţie, ceea ce este posibil în cazul unor impedanţe de sarcină de valori importante.

2. Ecuaţiile tensiunilor circuitelor invertorului trifazat

Se consideră un invertor trifazat avînd schema din figura 3 a.

Dispozitivul de comandă furnizează impulsuri de comandă avînd durata $T/6$, distribuite conform diagramei din figura 3 b.



a)

t \ Tiristor	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Tactul 1 — 0 ; T/6	1	1	0	0	0	0
Tactul 2 — T/6 ; 2T/6	0	1	1	0	0	0
Tactul 3 — 2T/6 ; 3T/6	0	0	1	1	0	0
Tactul 4 — 3T/6 ; 4T/6	0	0	0	1	1	0
Tactul 5 — 4T/6 ; 5T/6	0	0	0	0	1	1
Tactul 6 — 5T/6 ; T	1	0	0	0	0	1

b)

Fig. 3. Invertorul trifazat : a) schema electrică de principiu ; b) diagrama de conducţie a tiristoarelor.

După cum se poate observa din această diagramă, fiecare tiristor conduce timp de 120°el, adică $T/3$, iar perioada de funcţionare T poate fi împărţită în şase tacte. Se poate stabili o analogie între tactele cu numărul de ordine aparţinînd aceleiaşi clase de resturi modulo 6.

Prin comutarea tiristoarelor $T1-T6$ conform diagramei din figura 3 b se obţine ca prin fiecare fază a receptorului (bobinele S_A, S_B, S_C) să circule un curent electric al cărui sens se modifică periodic.

Condensatoarele K_A, K_B, K_C asigură blocarea tiristoarelor, iar bobina N, denumită şi bobină de netezire, are rolul de a menţine constantă intensitatea curentului absorbit de la sursă.

Pentru a scrie ecuaţiile tensiunilor se va utiliza schema electrică din figura 4. Ventilele semicomandate $T1-T6$ vor fi considerate elemente de circuit avînd structura prezentată în figura 1.

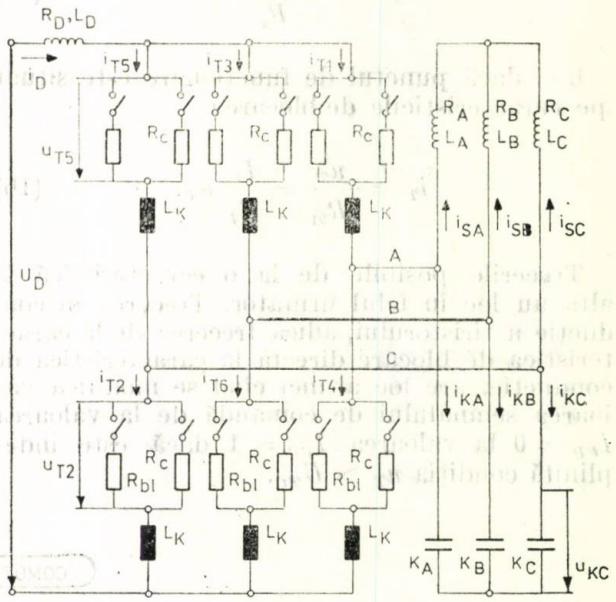


Fig. 4. Schema electrică de detaliu a invertorului trifazat.

Sistemul de ecuaţii ale tensiunilor, alegînd drept necunoscute mărimile i_{T1}, i_{T3}, i_{T5}, i_{SA}, i_{SB}, i_{KA}, i_{KB}, u_{KA}, u_{KB}, u_{KC}, poate fi scris sub următoarea formă matriceală :

$$[XXI]\,[Y] + [XI]\,[Y'] = [B],$$

unde matricele sînt :

$$[XXI] = \begin{bmatrix} R_D & R_D & R_D & & & & & & & \\ & & & R_A & -R_B & & & & & \\ & & & -R_C & -R_B-R_C & & & & & \\ & & & & & 1 & & & & \\ & & & & & & 1 & & & \\ & & & & & -1 & -1 & & & \\ & & & & & & & & & \\ & & & & & & & & & \\ & & & & & & & 1 & -1 & \\ & & & & & & & & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} i_{T1} \\ i_{T3} \\ i_{T5} \\ i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{KA} \\ i_{KB} \\ u_{KA} \\ u_{KB} \\ u_{KC} \end{bmatrix} \qquad [Y'] = \begin{bmatrix} di_{T1}/dt \\ di_{T3}/dt \\ di_{T5}/dt \\ di_{SA}/dt \\ di_{SB}/dt \\ di_{KA}/dt \\ di_{KB}/dt \\ du_{KA}/dt \\ du_{KB}/dt \\ du_{KC}/dt \end{bmatrix}$$

$$[XI] = \begin{bmatrix} L_D+2L_K & L_D & L_D & -L_K & & -L_K & & & & \\ -L_K & L_K & & L_A+L_K & -L_B-L_K & L_K & -L_K & & & \\ -2L_K & L_K & L_K & -L_C+L_K & -L_B-L_C-L_K & L_K & -L_K & & & \\ & & & & & & & -K_A & & \\ & & & & & & & & -K_B & \\ & & & & & & & & & -K_C \\ -2L_K & 2L_K & & L_K & -L_K & L_K & -L_K & & & \\ -2L_K & & 2L_K & 2L_K & L_K & 2L_K & L_K & & & \\ -L_K & L_K & & L_K & -L_K & L_K & -L_K & & & \\ -2L_K & L_K & L_K & L_K & -L_K & L_K & -L_K & & & \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} u_D - u_{T1} - u_{T4} \\ u_{T4} - u_{T6} \\ u_{T1} + u_{T4} - u_{T5} - u_{T6} \\ \\ \\ \\ u_{T1} - u_{T3} + u_{T4} - u_{T6} \\ u_{T1} - u_{T2} + u_{T4} - u_{T5} \\ u_{T4} - u_{T6} \\ u_{T1} + u_{T4} - u_{T5} - u_{T6} \end{bmatrix}$$

3. Programul pentru rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale

În figura 5 este reprezentată schema logică a programului utilizat pentru calculul soluțiilor sistemului de ecuații diferențiale. S-au utilizat două subprograme din biblioteca IBM, unul pentru rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale (SUBROUTINE RKGS sau SUBROUTINE HPCG) și celălalt pentru rezolvarea sistemelor de ecuații liniare (SUBROUTINE GELG sau SUBROUTINE SIMQ).

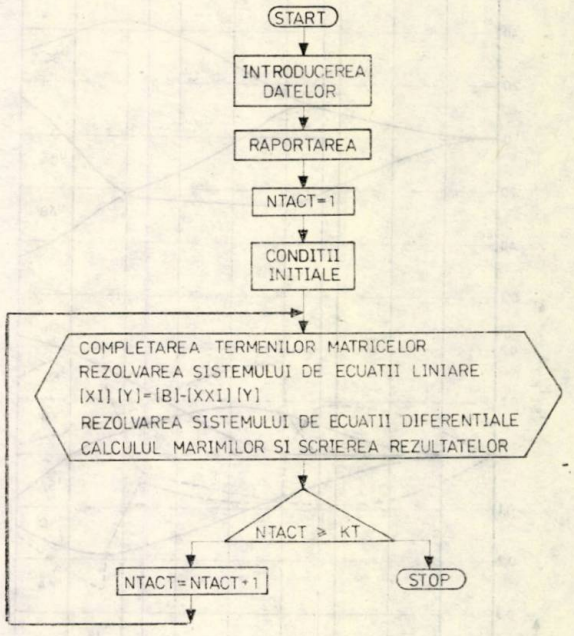


Fig. 5. Schema logică a programului de calcul.

4. Rezultate obținute

Metoda enunțată a fost aplicată rețelei din figura 4 având următorii parametri:

$$R_D = 5\ \Omega;\quad L_D = 0.789\ \text{H};\quad U_D = 50\ \text{V};$$
$$K_A = K_B = K_C = 20\ \mu\text{F};$$
$$R_A = R_B = R_C = 100\ \Omega;$$
$$L_A = L_B = L_C = 0.143\ \text{H}.$$

Parametrii tiristoarelor au fost:

$$U_I = 1\,000\ \text{V};\ A_I = 0{,}05\ \text{A};\ U_{TO} = 0{,}9\ \text{V};$$
$$R_C = 0.001\ \Omega;\ A_{IH} = 0{,}1\ \text{A};\ t_q = 100\ \mu\text{s}.$$

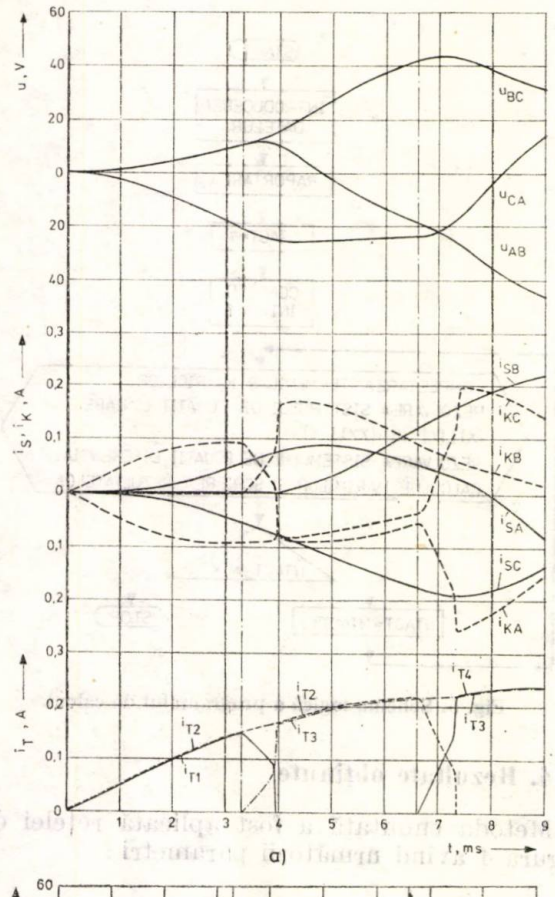
S-a considerat că frecvența de comutație a tiristoarelor este de 50 Hz.

Eroarea absolută admisibilă asupra soluțiilor sistemului de ecuații diferențiale a fost de 10^{-6}, iar eroarea relativă admisibilă asupra soluțiilor sistemului de ecuații liniare a fost de 10^{-20}.

Așa cum s-a arătat anterior, valoarea inductanței L_K are o influență hotărîtoare asupra duratei calculului numeric. Astfel, pentru o aceeași durată de integrare (45 ms), durata de calcul în cazul $L_K = 0.05$ H a fost de 5 ore, durata de calcul în cazul $L_K = 0.01$ H a fost de 22 ore, iar durata de calcul în cazul $L_K = 0.001$ H ar fi fost de aproximativ 200 ore.

Variațiile în timp ale mărimilor u_{SA}, i_{SA}, i_{KA}, i_T pentru valoarea $L_K = 0.05$ H au fost reprezentate în figura 6.

Pentru comparație în figurile 7 a și 7 b se indică variațiile în timp ale acelorași mărimi în cazurile $L_K = 0.01$ H și $L_K = 0.001$ H, la pornirea invertorului.



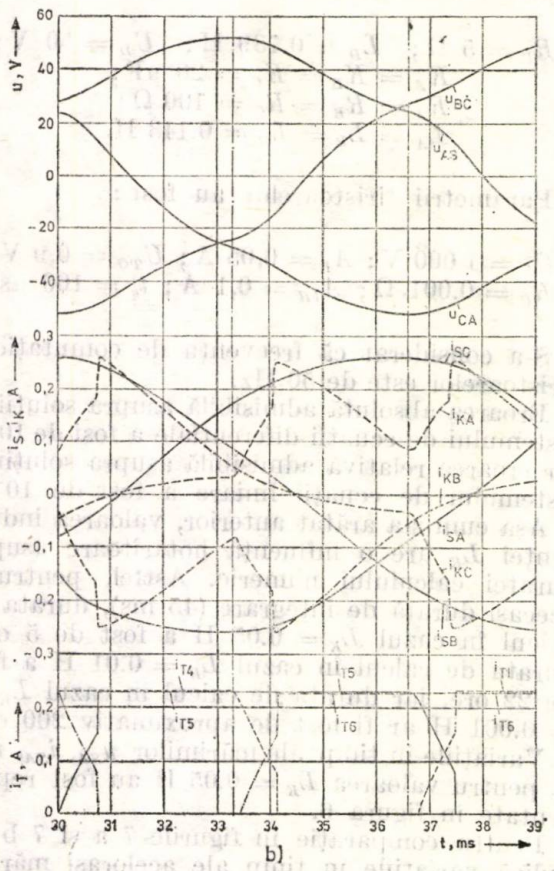
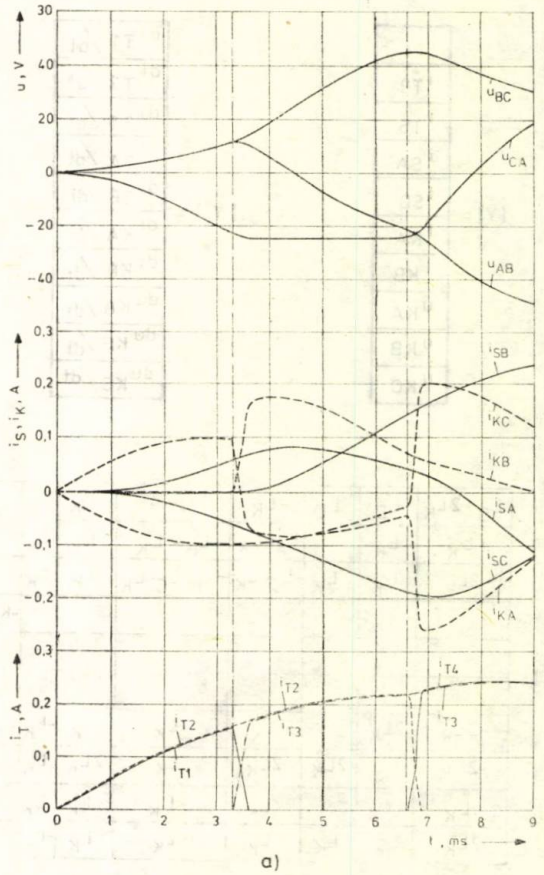


Fig. 6. Variațiile în timp ale mărimilor u_{SA}, i_{SA}, i_{KA}, i_T pentru valoarea $L_K = 0{,}05$ H; a) la pornirea invertorului; b) în regim cvasistaționar.



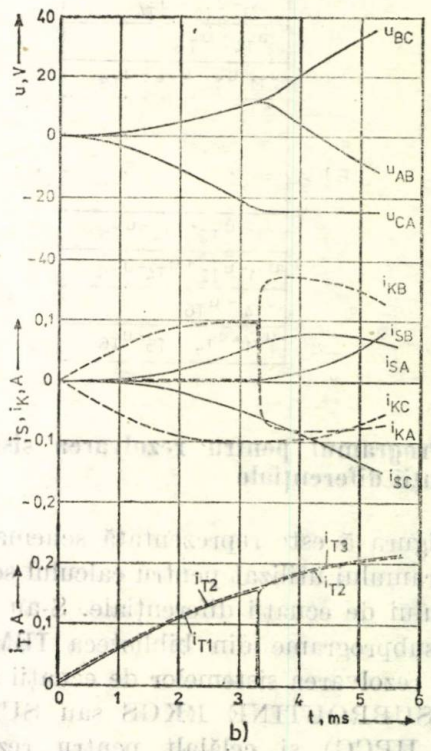


Fig. 7. Variațiile în timp ale mărimilor u_{SA}, i_{SA}, i_{KA}, i_T la pornirea invertorului în cazurile: a) $L_K = 0{,}01$ H; b) $L_K = 0{,}001$ H.

in figurile 6 și 7 se poate observa influența inductanței de comutație, mai ales asupra curenților prin condensatoare. Valoarea cea mai indicată pentru inductanța de comutație rezultă a fi în cazul schemei considerate $L_K = 0.01$ H.

5. Concluzii

Comparînd rezultatele obținute în cazul cînd se ia în considerație un model idealizat al tiristorului [1] cu cele obținute în cazul cînd se ia în considerație caracteristica neliniară a tiristorului rezultă :

a. Formele de undă ale tensiunilor și curenților sînt asemănătoare. În cel de-al doilea caz formele de undă sînt influențate de valoarea inductanței L_K. Valori mai mici ale inductanței L_K conduc la o mai bună asemănare între cele două cazuri.

b. Durata calculului este mult mai mică în primul caz decît în al doilea, cînd este influențată mult de valoarea inductanței L_K. Valori mai mari ale inductanței L_K conduc la durate mai mici ale calculelor.

c. Rezultatele obținute în cel de-al doilea caz demonstrează că dimensionarea elementelor invertorului, avînd în vedere atît regimul tranzitoriu la pornire, cît și regimul cvasistaționar, se poate face cu o bună precizie pe baza rezultatelor obținute în primul caz. Altfel spus, utilizarea modelului idealizat al tiristorului impune efectuarea calculelor pe tacte, deci necesită modificarea periodică a ecuațiilor diferențiale dar conduce mai repede la rezultat.

d. La frecvență industrială se pot neglija fenomenele de comutație. La frecvențe mai mari fenomenele de comutație pot avea o influență mai mare și este necesar să se țină seama de caracteristica neliniară a tiristorului.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A., Cernat, M.* Studiul invertorului trifazat prin rezolvarea numerică directă a ecuațiilor diferențiale. In : Lucrările sesiunii naționale OPTIMIZAREA ECHIPAMENTELOR ELECTRICE ȘI ELECTRONICE, Brașov, noiembrie 1978.

[2] *Heumann, K.* Grundlagen der Leistungselektronik. B.G. Teubner, Stuttgart, 1975.

[3] *Fischer, F., Wassiliew, A. S.* Modellierung von Thyristoren bei der Simulation von Schlatungen der Leistungselektronik. Wissenschaftliche Zeitschrift der TU Dresden 26, 1977, H5. p. 887—898.

[4] *Nicolaide, A., Cernat, M.* Studiul invertorului monofazat cu tiristoare cu sarcină rezistiv-inductivă prin rezolvarea bnumerică directă a ecuațiilor diferențiale, ținînd seama de caracteristica neliniară a tiristorului. In : E.E.A.-Electrotehnica, București, vol. 27, 1979, nr. 7, p. 285—290.

CZ 621.374

CIRCUIT NELINIAR
ANALIZĂ COMBINATORIALĂ
REPREZENTARE HIBRIDĂ

Asupra metodei combinatoriale de analiză a circuitelor electrice neliniare rezistive

MIHAI IORDACHE, MONICA COLȚEANU, NICOLAE VOICU * — BUCUREȘTI

Introducere

În practică există numeroase circuite electrice rezistive neliniare care posedă soluții multiple. În general, algoritmii iterativi de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare [1, 2, 4] permit găsirea unei singure soluții.

Pentru găsirea soluțiilor multiple se utilizează metoda hibridă combinatorială [1]. Această metodă constă în aproximarea caracteristicilor u-i sau i-u ale rezistoarelor neliniare prin segmente de dreaptă și apoi analizarea tuturor circuitelor liniare corespunzătoare fiecărei combinații posibile de segmente.

Toate rezistoarele neliniare ale circuitului analizat N se extrag la bornele a n porți (n fiind numărul rezistoarelor neliniare) ale unui circuit liniar n — port $\hat{N}$ (fig. 1). Circuitul liniar n-port $\hat{N}$ conține : toate rezistoarele liniare toate sursele ideale independente de tensiune și de curent, nulori, giratoare și toate cele patru tipuri de surse ideale comandate.

Alegînd ca variabile independente tensiunile de la bornele rezistoarelor neliniare, sau curenții prin rezistoarele neliniare, sau tensiunile de la bornele a n_1 rezistoare neliniare și curenții prin celelalte n_2 rezistoare neliniare ($n_1 + n_2 = n$) se pot obține, teoretic, 2^n reprezentări hibride ale circuitului N.

Cînd caracteristica $u_j - i_j$ a fiecărui rezistor neliniar $R_j (j = 1, 2, \ldots, n)$ se aproximează prin n_j segmente de dreaptă, atunci pentru fiecare reprezentare hibridă a circuitului N se obțin :

$$n_T = \prod_{j=1}^{n} n_j, \qquad (1)$$

sisteme de ecuații algebrice liniare.

* Institutul politehnic-București.

Evident, nu toate cele n_T sisteme de soluţii obţinute prin rezolvarea celor n_T sisteme de ecuaţii algebrice liniare sînt soluţii reale ale circuitului rezistiv neliniar N, ci numai acelea care aparţin combinaţiei de segmente considerate, celelalte se numesc sisteme de soluţii virtuale.

Cînd numărul rezistoarelor neliniare ale circuitului N este mare, metoda combinatorială devine ineficientă.

Indicele de eficienţă al metodei combinatoriale de analiză a circuitelor rezistive neliniare se defineşte prin relaţia:

$$\eta_{ec} = \frac{n'}{n''}, \tag{2}$$

unde: n' — este numărul soluţiilor reale ale circuitului rezistiv neliniar analizat, iar n'' — este numărul de sisteme algebrice liniare ce trebuie rezolvate pentru a obţine cele n' sisteme de soluţii.

În literatură există, [1], metode de îmbunătăţirea eficienţei metodei combinatoriale. Aceste metode depind şi de natura setului, variabilelor independente considerate. De aceea, pentru obţinerea unui indice de eficienţă superior este necesară analizarea tuturor celor 2^n posibilităţi teoretice de reprezentări hibride ale circuitului analizat şi selectarea acelei reprezentări hibride care are cel mai mare indice de eficienţă.

În lucrare se prezintă o metodă originală de determinare a celor 2^n reprezentări hibride ale unui circuit rezistiv neliniar cu n rezistoare neliniare. De asemenea, lucrarea prezintă şi modul de formulare a ecuaţiilor hibride corespunzătoare fiecărei reprezentări hibride din cele 2^n posibile.

Circuitul electric rezistiv neliniar analizat poate să conţină: rezistoare neliniare de orice tip (controlate în tensiune, controlate în curent sau cu caracteristici u-i sau i-u multiforme), nulori, giratoare, invertoare de tensiune sau/şi de curent, surse ideale independente de tensiune (SIIT), surse ideale independente de curent (SIIC), rezistoare liniare, toate cele patru tipuri de surse comandate liniare şi, în general, orice element multiport sau multipol de circuit care prezintă o schemă echivalentă alcătuită numai din elemente ideale dipolare.

1. Formularea ecuaţiilor hibride corespunzătoare metodei combinatoriale

Sursele comandate liniare se înlocuiesc cu rezistoare liniare ce ocupă poziţii diferite din punctul de vedere al curentului şi, respectiv, al tensiunii [3].

Pentru formularea sistematică a teoremelor lui Kirchhoff se asociază circuitului studiat două grafuri: un graf de curent G^I, pentru scrierea teoremei întîi Kirchhof şi un graf de tensiune G^U, pentru scrierea teoremei doi Kirchhoff [3].

Se presupune că circuitul analizat N nu conţine nici o buclă independentă formată numai din SIIT şi nici o suprafaţă de secţiune independentă intersectată numai de SIIC.

Elementele de circuit din care este constituit circuitul N analizat se partiţionează în următoarele categorii:

1 — elemente de tip E (elementele formate din SIIT);

2 — elemente de tip R_n (formate din mulţimea rezistoarelor neliniare);

3 — elemente de tip R (cuprind toate rezistoarele liniare ale circuitului N, inclusiv rezistoarele prin care au fost simulate cele patru tipuri de surse comandate, giratoarele şi invertoarele de tensiune şi cele de curent).

4 — elemente de tip J (alcătuite din SIIC).

În cele ce urmează se va prezenta formularea ecuaţiilor hibride corespunzătoare cazului cînd se consideră ca variabile independente, tensiunile de la bornele primelor n_1 rezistoare neliniare şi curenţii prin următoarele n_2 rezistoare neliniare ($n = n_1 + n_2$).

Se selectează acelaşi arbore (pădure, în cazul circuitelor neconexe) de referinţă în grafurile G^I şi G^U — numit arbore de referinţă comun (ARC) (pădure de referinţă comună — PRC), care să conţină toate SIIC, toate rezistoarele neliniare n_1, nici o SIIT, nici un rezistor neliniar n_2 şi un număr arbitrar de rezistoare liniare.

Dacă nu există un ARC care să îndeplinească aceste condiţii, rezultă că reprezentarea hibridă a circuitului N în care se pot lua ca variabile independente tensiunile de la bornele primelor n_1 rezistoare neliniare şi curenţii prin următoarele n_2 rezistoare neliniare ($n = n_1 + n_2$) nu există şi se trece la o altă combinaţie a rezistoarelor n_1 şi n_2.

Pentru determinarea ARC şi a matricelor incidentelor esenţiale (MIE) Λ, β asociate grafurile G^I, respectiv G^U se folosesc metoda şi programul prezentate în [5]. Programul expus în [5] permite determinarea existenţei: buclelor independente formate numai din SIIT suprafeţelor de secţiune independente intersectate numai de SIIC, buclelor independente formate numai din rezistoarele neliniare a căror tensiuni la borne sînt considerate variabile independente şi suprafeţelor de secţiune independente intersectate numai de rezistoarele neliniare a căror curenţi au fost consideraţi variabile independente. Altfel spus, programul prezentat în [5] verifică condiţiile impuse de teo-

rema 1 (expusă mai jos) pentru existența reprezentării hibride a circuitului N în care s-au luat ca variabile independente tensiunile de la bornele primelor n_1 rezistoare neliniare și curenții prin următoarele n_2 rezistoare neliniare ($n = n_1 + n_2$).

Se fac următoarele notații:

a — G_E^I, G_E^U — grafurile de curent, respectiv de tensiune alcătuite numai din SIIT;

b — $G_{ERn_1}^I$, $G_{ERn_1}^U$ — grafurile de curent, tensiune obținute prin adăugarea la grafurile G_E^I, G_E^U a rezistoarelor neliniare n_1;

c — $G_{ERn_1R}^I$, $G_{ERn_1R}^U$ — grafurile de curent, tensiune rezultate prin adăugarea tuturor rezistoarelor liniare ale circuitului N grafurilor $G_{ERn_1}^I$, $G_{ERn_1}^U$;

d — $G_{ERn_1R'}^I$, $G_{ERn_1R'}^U$ — un ARC (sau o PRC în cazul circuitelor neconexe) corespunzător grafurilor $G_{ERn_1R}^I$ și $G_{ERn_1R}^U$.

Teorema 1

Circuitul neliniar rezistiv N are reprezentarea hibridă în care tensiunile de la bornele primelor n_1 rezistoare neliniare și curenții prin următoarele n_2 rezistoare neliniare se pot considera un set complet de variabile independente dacă și numai dacă sînt adevărate afirmațiile:

1 — Grafurile G_E^I și G_E^U nu conțin bucle;

2 — Grafurile $G_{ERn_1}^I$ și $G_{ERn_1}^U$ nu conțin bucle;

3 — Pentru perechea de grafuri ($G_{ERn_1R}^I$) ($G_{ERn_1R}^U$) există două seturi complete de bucle independente (unul în G^I și altul în G^U) între care se poate stabili o corespondență biunivocă, astfel încît bucle corespondente din cele două grafuri au cel puțin o latură comună de tipul ultimului indice inferior al lui G;

4 — Nu există suprafețe de secțiune intersectate numai de rezistoarele neliniare din mulțimea rezistoarelor neliniare n_2 și/sau suprafețe de secțiune intersectate numai de rezistoarele din mulțimea celor n_2 rezistoare neliniare și SIIC.

5 — Nu există suprafețe de secțiune intersectate numai de SIIC.

În aceste condiții ARC (PCR în cazul circuitelor neconexe) este $G_{ERn_1R'}^I$, ($G_{RRn_1R'}^U$).

Teorema 1 se demonstrează simplu prin construcție.

Selectînd un ARC (PCR) care să satisfacă condițiile din teorema 1, MIE Λ, β corespunzătoare grafurilor G^I, respectiv G^U se partiționează astfel:

$$\Lambda = \begin{array}{c|ccc} a \backslash c & R_c & R_{nc} & J \\ \hline E & \Lambda_{ER} & \Lambda_{ERn} & \Lambda_{EJ} \\ R_{na} & \Lambda_{RnR} & \Lambda_{RnRn} & \Lambda_{RnJ} \\ R_a & \Lambda_{RR} & \Lambda_{RRn} & \Lambda_{RJ} \end{array}, \quad \beta = \begin{array}{c|ccc} a \backslash c & R_c & R_{nc} & J \\ \hline E & \beta_{ER} & \beta_{ERn} & \beta_{EJ} \\ R_{na} & \beta_{RnR} & \beta_{RnRn} & \beta_{RnJ} \\ R_a & \beta_{RR} & \beta_{RRn} & \beta_{RJ} \end{array} \qquad (3)$$

unde, de exemplu, R_a (R_{nc}) reprezintă mulțimea rezistoarelor liniare (neliniare) din arbore (coarbore).

Conform partiționării (3) a MIE Λ, β teoremele lui Kirchhoff se scriu după cum urmează:

T I K

$$i_E = -\Lambda_{ER}\, i_c - \Lambda_{ERn}\, i_{nc} - \Lambda_{EJ}\, i_J, \qquad (4a)$$

$$i_{na} = -\Lambda_{RnR}\, i_c - \Lambda_{RnRn}\, i_{nc} - \Lambda_{RnJ}\, i_J, \qquad (4b)$$

$$i_a = -\Lambda_{RR}\, i_c - \Lambda_{RRn}\, i_{nc} - \Lambda_{RJ}\, i_J, \qquad (4c)$$

T II K

$$u_c = \beta_{ER}^T\, u_E + \beta_{RnR}^T\, u_{na} + \beta_{RR}^T\, u_a, \qquad (5a)$$

$$u_{nc} = \beta_{ERn}^T\, u_E + \beta_{RnRn}^T\, u_{na} + \beta_{RRn}^T\, u_a, \qquad (5b)$$

$$u_J = \beta_{EJ}^T\, u_E + \beta_{RnJ}^T\, u_{na} + \beta_{RJ}^T\, u_a, \qquad (5c)$$

unde, de exemplu, $i_{na} \in R^{n_1}$ ($u_c \in R^{n_{RC}}$) este vectorul curenților (tesiunilor) rezistoarelor neliniare (liniare) ramuri (coarde), iar $\Lambda_{RnRn} \in R^{n_1 \times n_2}$ ($\beta_{RR}^T \in R^{n_{RC} \times n_{Ra}}$) este submatricea de incidență (submatricea transpusă de incidență) a rezistențelor neliniare (liniare) coarde la suprafețele de secțiune atașate rezistoarelor neliniare (liniare) ramuri.

Caracteristicile $i - u$ ($u - i$) ale rezistoarelor neliniare ramuri (coarde) se notează astfel:

$$\begin{bmatrix} i_{na} \\ u_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{g}_{na}\,(u_{na}) \\ \hat{f}_{nc}\,(i_{nc}) \end{bmatrix}. \qquad (5)$$

Rezistoarele liniare sînt caracterizate prin:

$$u_a = R_a\, i_a, \text{ sau } i_a = G_a\, u_a, \text{ cu } G_a = R_a^{-1}, \qquad (6a)$$

$$i_c = G_c\, u_c, \text{ sau } u_c = R_c\, i_c, \text{ cu } R_c = G_c^{-1}, \qquad (6b)$$

în care $R_a(G_c)$ este matricea diagonală a rezistențelor liniare ramuri (coarde).

Ţinînd seama de ecuaţiile (6), (4c) şi (5a), după cîteva calcule simple, obţinem :

$$u_a = G^{-1}\,(-\Lambda_{RR}\,G_c\,\beta_{RnR}^T\,u_{na} - \Lambda_{RRn}\,i_{nc} - \Lambda_{RR}\,G_c\,\beta_{ER}^T\,u_E - \Lambda_{RJ}\,i_J), \tag{7a}$$

$$i_c = R^{-1}(\beta_{RnR}^T\,u_{na} - \beta_{RR}^T\,R_a\,\Lambda_{RRn}\,i_{nc} + \beta_{ER}^T\,u_E - \beta_{RR}^T\,R_a\,\Lambda_{RJ}\,i_J), \tag{7b}$$

unde :

$$G = G_a + \Lambda_{RR}\,G_c\,\beta_{RR}^T \in R^{n_{Ra}\times n_{Ra}}, \tag{8a}$$

$$R = R_c + \beta_{RR}^T\,R_a\,\Lambda_{RR} \in R^{n_{RC}\times n_{RC}}. \tag{8b}$$

Matricele G^{-1} şi R^{-1} satisfac relaţiile :

$$G^{-1} = R_a - R_a\,\Lambda_{RR}\,R^{-1}\,\beta_{RR}^T\,R_a \tag{9a}$$

$$R^{-1} = G_c - G_c\,\beta_{RR}^T\,G^{-1}\,\Lambda_{RR}\,G_c. \tag{9b}$$

Din relaţiile (9) rezultă că pentru determinarea mărimilor u_a şi i_c cu formulele (7) nu este necesară inversarea decît a unei singure matrice R sau G. Se inversează, dintre matricele R şi G, matricea cu dimensiunea cea mai mică cealaltă, inversă, calculîndu-se cu relaţia (9a) sau (9b), după caz.

Substituind relaţiile (7) în ecuaţiile (4b) şi (5b) rezultă :

$$\begin{bmatrix} i_{na} \\ u_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{aa} & H_{ac} \\ H_{ca} & H_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{nc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_a \\ S_c \end{bmatrix}, \tag{10}$$

în care :

$$H_{aa} = -\Lambda_{RnR}\,R^{-1}\,\beta_{RnR}^T \in R^{n_1\times n_1}, \tag{11a}$$

$$H_{ac} = -\Lambda_{RnRn} + \Lambda_{RnR}\,R^{-1}\,\beta_{RR}^T\,R_a\,\Lambda_{RRn} \in R^{n_1\times n_2}, \tag{11b}$$

$$H_{ca} = \beta_{RnRn}^T - \beta_{RRn}^T\,G^{-1}\,\Lambda_{RR}\,G_c\,\beta_{RnR}^T \in R^{n_2\times n_1}, \tag{11c}$$

$$H_{cc} = -\beta_{RRn}^T\,G^{-1}\,\Lambda_{RRn} \in R^{n_2\times n_2}, \tag{11d}$$

$$S_a = -\Lambda_{RnR}\,R^{-1}\,\beta_{ER}^T\,u_E - (\Lambda_{RnJ} - \Lambda_{RnR}\,R^{-1}\,\beta_{RR}^T\,R_a\,\Lambda_{RJ})\,i_J \in R^{n_1}. \tag{11e}$$

$$S_c = (\beta_{ERn}^T - \beta_{RRn}^T\,G^{-1}\,\Lambda_{RR}\,G_c\,\beta_{ER}^T)\,u_E - \beta_{RRn}^T\,G^{-1}\,\Lambda_{RJ}\,i_J \in R^{n_2}. \tag{11f}$$

Ecuaţiile (10) reprezintă una din cele 2^n forme hibride, teoretic posibile, ale ecuaţiilor circuitului neliniar rezistiv N în care rezistoarele neliniare au fost extrase la n_1 porţi de tensiune şi n_2 porţi de curent ale circuitului liniar n-port $\hat{N}$ (fig. 1).

Dacă se notează :

$$y = \begin{bmatrix} i_{na} \\ u_{nc} \end{bmatrix};\quad H = \begin{bmatrix} H_{aa} & H_{ac} \\ H_{ca} & H_{cc} \end{bmatrix};\quad x = \begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{nc} \end{bmatrix} \text{ şi } S = \begin{bmatrix} S_a \\ S_c \end{bmatrix}, \tag{12}$$

ecuaţiile (10) se scriu în următoarea formă compactă :

$$y = Hx + S, \tag{13}$$

unde H este matricea hibridă $n\times n$ a circuitului N, iar S este vectorul sursă $n\times 1$ corespunzător surselor independente din interiorul circuitului liniar $\hat{N}$. Dacă $x = i$, atunci $H = -R_0$, unde R_0 este matricea rezistenţelor de transfer la mersul în gol, iar cînd $x = u$, $H = -G_{sc}$, în care G_{sc} este matricea conductanţelor de transfer la scurtcircuit.

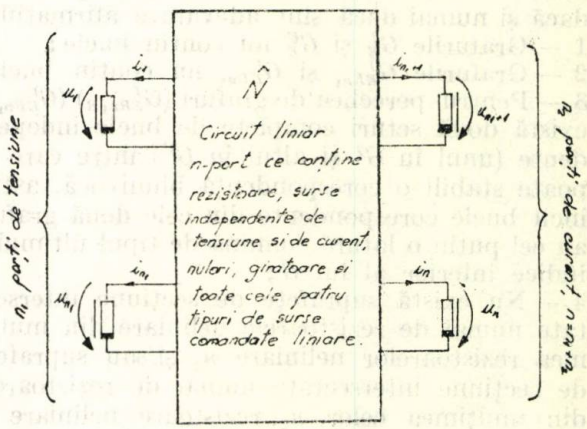


Fig. 1. Modul de conectare a rezistoarelor neliniare la cele n-porţi ale circuitului liniar n-port $\hat{N}$.

Se consideră două reprezentări hibride din cele 2^n :

$$y = Hx + S, \tag{14}$$

şi :

$$y^* = H^*\,x^* + S^*. \tag{15}$$

Deoarece $y_j = u_j$, dacă $x_j = i_j$ şi $y_j = i_j$ dacă $x_j = u_j$, cele două seturi de vectori ai porţilor sînt totdeauna în relaţiile :

$$y^* = Ay + Bx, \tag{16}$$

$$x^* = By + Ax, \tag{17}$$

unde matricele diagonale pătrate $n \times n$ A și B au elementele de pe diagonala principală:

$$\begin{aligned} a_{jj} &= 1,\ b_{jj} = 0, \text{ dacă } y_j^* = y_j, \\ a_{jj} &= 0,\ b_{jj} = 1, \text{ dacă } y_j^* = x_j. \end{aligned} \tag{18}$$

Se demonstrează simplu că dacă matricea $BH + A$ este nesingulară, cele două reprezentări hibride [1] sînt legate prin relațiile:

$$H^* = (AH + B)(BH + A)^{-1}, \tag{19a}$$

$$S^* = (A - H^* B)\, S. \tag{19b}$$

Relațiile (19) permit trecerea de la o reprezentare hibridă cunoscută la una nouă.

Dacă la trecerea de la o reprezentare hibridă la alta vectorii y și y^* (respectiv x și x^*) diferă numai printr-un singur element, k adică $y_j^* = y_j$ și $x_j^* = x_j$ pentru $(\forall)\ j \neq k$, atunci elementele h_{jl}^* ale lui H^* pot fi obținute direct din elementele h_{jl} ale lui H [1] cu relațiile:

$$\begin{aligned} h_{jl}^* &= h_{jl} - h_{jk}\frac{h_{kl}}{h_{kk}}, \text{ pentru } (\forall)\ j \neq k,\ l \neq k, \\ &= \frac{h_{jk}}{h_{kk}}, \text{ pentru } (\forall)\ j \neq k,\ l = k, \\ &= -\frac{h_{kl}}{h_{kk}}, \text{ pentru } (\forall)\ j = k,\ l \neq k, \\ &= \frac{1}{h_{kk}}, \text{ pentru } j = l = k, \end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned} s_j^* &= s_j - h_{jk}^* s_k, \text{ pentru } (\forall)\ j \neq k, \\ &= -h_{jk} s_k, \text{ pentru } j = k, \end{aligned} \tag{21}$$

cu condiția ca $h_{kk} \neq 0$.

Observația 1

Înainte de calculul, cu formulele (19) sau (20) și (21), a parametrilor unei noi reprezentări hibride a circuitului neliniar rezistiv N, se verifică dacă noua reprezentare hibridă satisface condițiile impuse de teorema 1.

Condițiile teoremei 1 sînt verificate rapid cu programul expus în [5].

Procedînd astfel, se pot obține toate reprezentările hibride viabile ale circuitului neliniar N din cele 2^n reprezentări hibride teoretic posibile.

Fie rezistorul neliniar j și fie μ_k un segment de dreaptă din cele n_j segmente de dreaptă prin care este aproximată caracteristica $u_j - i_j$ a acestui rezistor. Ecuația acestui segment este:

$$u_j(\mu_k) = R_j(\mu_k)\, i_j(\mu_k) + E_j(\mu_k), \tag{22a}$$

$$I_j^-(\mu_k) \leqslant i_j(\mu_k) \leqslant I_j^+(\mu_k), \tag{22b}$$

unde $R_j(\mu_k)$, $E_j(\mu_k)$ reprezintă panta, respectiv ordonata la origine, iar $I_j^-(\mu_k)$, $I_j^+(\mu_k)$ este limita inferioară, respectiv superioară de variație a variabilei independente $i_j(\mu_k)$.

Toate rezistoarele neliniare din coarbore R_{nc} (n_2) sînt aproximate prin segmente de dreaptă de tipul (22), iar cele din arbore $R_{na}(n_1)$ prin segmente de dreaptă de forma:

$$i_j(\mu_k) = G_j(\mu_k)\, u_j(\mu_k) + I_j(\mu_k), \tag{23a}$$

$$E_j^-(\mu_k) \leqslant u_j(\mu_k) \leqslant E_j^+(\mu_k), \tag{23b}$$

unde:

$$G_j(\mu_k) = \frac{1}{R_j(\mu_k)},\ I_j(\mu_k) = -\frac{E_j(\mu_k)}{R_j(\mu_k)},$$

iar:

$E_j^-(\mu_k)$ și $E_j^+(\mu_k)$ reprezintă ordonatele corespunzătoare absciselor $I_j^-(\mu_k)$, respectiv $I_j^+(\mu_k)$.

Aproximînd caracteristicile $(i - u)$, $(u - i)$ ale fiecărui rezistor neliniar din arbore (coarbore) prin segmente de dreaptă, conform ecuațiilor (23a), (22a), pentru combinația de segmente μ, ecuațiile (10) devin:

$$\begin{bmatrix} [H_{aa} - G_{na}(\mu)]\, H_{ac} \\ H_{ca}\ [H_{cc} - R_{nc}(\mu)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{na} \\ i_{nc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{na}(\mu) - S_a \\ E_{nc}(\mu) - S_c \end{bmatrix}, \tag{24}$$

unde:

$$i_{na} = G_{na}(\mu) u_{na} + I_{na}(\mu) \overset{d}{=} \hat{g}_{na}(u_{na}), \tag{25a}$$

$$E_{na}^-(\mu) \leqslant i_{na} \leqslant E_{na}^+(\mu), \tag{25b}$$

$$u_{nc} = R_{nc}(\mu)\, i_{nc} + E_{nc}(\mu) \overset{d}{=} \hat{f}(i_{nc}), \tag{26a}$$

$$I_{nc}^-(\mu) \leqslant i_{nc} \leqslant I_{nc}^+(\mu). \tag{26b}$$

Ecuațiile (25) și (26) se pot scrie în următoarea formă compactă:

$$y = \hat{H}(\mu)x + \hat{S}(\mu), \tag{27a}$$

$$x^-(\mu) \leqslant x \leqslant x^+(\mu), \tag{27b}$$

unde $\hat{H}(\mu)$ este o matrice pătrată diagonală $n \times n$ al cărui element diagonal jj este egal cu panta $\hat{h}_j(\mu_j)$ a segmentului μ_j al rezistorului neliniar R_j și $\hat{S}(\mu)$, $x^-(\mu)$ și $x^+(\mu)$ sînt vectori de dimensiunea $n \times 1$ cu elementele de pe linia j, egale cu $\hat{s}_j(\mu_j)$, $x_j^-(\mu_j)$, respectiv $x_j^+(\mu_j)$, mărimii ce reprezintă ordonata la origine, limita inferioară și respectiv limita superioară ale segmentului μ_j al rezistorului neliniar R_j.

Introducînd ecuaţia (27a) în ecuaţia (13) se obţine soluţia circuitului, corespunzătoare fiecărei combinaţii de segmente μ:

$$x = [H - \hat{H}(\mu)]^{-1} [\hat{S}(\mu) - S]. \quad (28)$$

Soluţia x obţinută din (28) este reală, dacă această soluţie verifică ecuaţiile (27), altfel ea reprezintă o soluţie virtuală conducînd la o altă combinaţie de segmente μ.

În metoda combinatorială nemodificată ecuaţia (28) trebuie rezolvată de n_T ori pentru fiecare din reprezentările hibride posibile ale circuitului analizat, pentru a obţine toate soluţiile distincte.

2. Metode de îmbunătăţire a indicelui de eficienţă al metodei combinatoriale

Circuitul liniar n-port $\hat{N}$ impune, conform ecuaţiei (13), anumite constrîngeri valorilor posibile ale vectorului curenţilor porţilor i şi ale vectorului tensiunilor porţilor u. Constrîngerea impusă fiecărui rezistor neliniar R_k de ecuaţia (13) este:

$$y_k = h_{k1} x_1 + h_{k2} x_2 + \ldots + h_{kn} x_n + s_k, \; k = 1, 2, \ldots, n, \quad (29)$$

unde variabilele y_k, x_k pot reprezenta fie tensiunea, fie curentul asociate rezistorului neliniar R_k.

Din ecuaţia (29) se obţin următoarele două inegalităţi:

$$y_k \geqslant s_k, \text{ dacă } h_{kj} x_j \geqslant 0, \; j = 1, 2, \ldots, n, \quad (30)$$

şi:

$$y_k \leqslant s_k, \text{ dacă } h_{kj} x_j \leqslant 0, \; j = 1, 2, \ldots, n. \quad (31)$$

Dacă se divide planul $u_k - i_k$ al fiecărui rezistor neliniar R_k, într-un semiplan drept (corespunzător tuturor punctelor pentru care $i_k \geqslant 0$), într-un semiplan stîng (în care $i_k \leqslant 0$, pentru orice punct din semiplan), într-un semiplan superior (unde în orice punct $u_k \geqslant 0$) şi într-un semiplan inferior (corespunzător tuturor punctelor pentru care $u_k \leqslant 0$), atunci numai în anumite combinaţii de semiplane pot fi satisfăcute simultan inegalităţile (30) şi (31).

Acele combinaţii de segmente care nu satisfac simultan inegalităţile (30) şi (31) sînt combinaţii de segmente virtuale şi pot fi sistematic eliminate cu următoarele două criterii de eliminare [1].

Criteriul 1. Toate combinaţiile de segmente ale caracteristicii $u_k - i_k$ a rezistorului neliniar R_k din regiunea dreptunghiulară mărginită de $y_k \leqslant s_k$ şi $h_{kk} x_k \geqslant 0$ şi acele segmente de dreaptă ale caracteristicilor $u_j - i_j$ corespunzătoare celorlalte rezistoare neliniare R_j, $j = 1, 2, \ldots, n$, $j \neq k$, din semiplanele mărginite de $h_{kj} x_j \geqslant 0$, sînt combinaţii de segmente virtuale.

Criteriul 2. Toate combinaţiile constituite din acele segmente ale caracteristicii $u_k - i_k$ a rezistorului neliniar R_k din regiunea dreptunghiulară mărginită de $y_k \geqslant s_k$ şi $h_{kk} x_k \leqslant 0$ şi acele segmente ale curbelor $u_j - i_j$ ale celorlalte rezistoare neliniare R_j, $j = 1, 2, \ldots, n$, $j \neq k$, din semiplanul mărginit de $h_{kj} x_j \leqslant 0$, sînt combinaţii virtuale de segmente.

Aceste criterii de eliminare sînt valabile pentru fiecare din cele n ecuaţii de forma (29). Depinzînd numai de semnul parametrilor hibrizi h_{kj}, fiecare din ecuaţiile (29) pot fi utilizate la eliminarea acelor combinaţii de segmente care satisfac criteriul 1 sau 2.

Deoarece există un total de 2^n reprezentări hibride teoretic posibile, procedeul eliminării poate fi repetat cu toate reprezentările hibride real posibile pentru a găsi reprezentarea hibridă cu cele mai multe eliminări.

Dacă în locul semnului fiecărui element al matricei hibride se foloseşte valoarea sa, este posibil [1] să se elimine mai multe combinaţii virtuale de segmente.

Pentru aceasta, ecuaţia (29) se scrie sub forma:

$$y_k - h_{kk} x_k - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{n} h_{kj} x_j - s_k = 0, \; k = 1, 2, \ldots, n. \quad (32)$$

Caracteristica $u_k - i_k$ a fiecărui rezistor neliniar R_k conectat la poarta k, corespunzătoare oricărei combinaţii de segmente μ este:

$$y_k = \hat{f}_k(x_k) = \hat{h}_k(\mu_k) x_k + \hat{s}_k(\mu_k), \quad (33a)$$

$$x_k^-(\mu_k) \leqslant x_k \leqslant x_k^+(\mu_k). \quad (33b)$$

Dacă $y_k^-(\mu_k)$ şi $y_k^+(\mu_k)$ este limita inferioară şi, respectiv, limita superioară a valorii variabilei y_k, corespunzătoare segmentului μ_k, atunci:

$$y_k^-(\mu_k) \leqslant y_k \leqslant y_k^+(\mu_k), \text{ cînd } \hat{h}_k(\mu_k) \geqslant 0, \quad (34a)$$

$$y_k^+(\mu_k) \leqslant y_k \leqslant y_k^-(\mu_k), \text{ cînd } \hat{h}_k(\mu_k) \leqslant 0. \quad (34b)$$

Substituind ecuaţia (33a) în ecuaţia (32) se obţine un sistem de n ecuaţii algebrice liniare cu necunoscutele $x_1, x_2, \ldots, x_n$, unde fiecare necunoscută x_k este constrînsă să varieze între limitele date de ecuaţia (33b). O soluţie pentru necunoscutele $x_1, x_2, \ldots, x_n$ este o soluţie reală dacă şi numai dacă este satisfăcută ecua-

ţia (33b). Deoarece fiecare ecuaţie de tipul (32) este liniară, este uşor să calculăm valoarea maximă (limita superioară) $M_k(\mu)$ şi valoarea minimă (limita inferioară) $m_k(\mu)$ a funcţiei:

$$Z_k(x_1, x_2, \ldots, x_n) \stackrel{d}{=} y_k - h_{kk}\, x_k - \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n} h_{kj}\, x_j - s_k,\ k = \overline{1, n}, \tag{35}$$

unde x_k poate să varieze numai în intervalul prescris de ecuaţia (33b), adică:

$$M_k(\mu) = \max\,[y_k^+(\mu_k) - h_{kk} x_k^+(\mu_k), y_k^-(\mu_k) - h_{kk}\, x_k^-(\mu_k)] + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n} \max\,[-h_{kj} x_j^+(\mu_j) - h_{kj}\, x_j^-(\mu_j)] - s_k \tag{36}$$

şi:

$$m_k(\mu) = \min\,[y_k^+(\mu_k) - h_{kk}\, x_k^+(\mu_k), y_k^-(\mu_k) - h_{kk}\, x_k^-(\mu_k)] + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n} \min\,[-h_{kj}\, x_j^+(\mu_j) - h_{kj}\, x_j^-(\mu_j)] - s_k, \tag{37}$$

unde:

$$\mu = (\mu_1, \mu_2, \ldots, \mu_n).$$

Dacă $(x_1', x_2', \ldots, x_n')$ este o soluţie a ecuaţiei (32) care satisface de asemenea ecuaţiile (33), atunci:

$$Z_k(x_1', x_2', \ldots, x_n') = 0,\ k = \overline{1, n}. \tag{38}$$

Pentru ca relaţia (38) să fie adevărată trebuie ca $M_k(\mu) > 0$ şi $m_k(\mu) < 0$. Deci, rezultă următorul criteriu de eliminare.

Criteriul 3 de eliminare, bazat pe limitele superioare şi inferioare

O combinaţie de segmente μ conduce la o soluţie adevărată a circuitului neliniar N dacă şi numai dacă $M_k(\mu) > 0$ şi $m_k(\mu) < 0$ pentru toţi $k = \overline{1, n}$.

Acest procedeu de eliminare este repetat pentru toate combinaţiile de segmente posibile ale unei matrice hibride date.

În acest procedeu de eliminare este preferabil ca matricea hibridă considerată să fie astfel reordonată încît primele linii să fie acele linii cu cele mai multe zerouri [1].

3. Exemplu

Fie circuitul neliniar din figura 2, care conţine două rezistoare neliniare (rezistoarele 1 B 11), o sursă de tensiune comandată în tensiune ($e_6 = A_{6.8}\, u_8$, $A_{6.8} = R_6 G_8$), o sursă de surent comandată în curent ($j_{10} = B_{10.14}\, i_{14}$, $c_{10.14} = G_{10} \cdot R_{14}$) şi în rest elemente de tip E şi R. În figura 3 s-au reprezentat caracteristicile $i_1 - u_1$ şi $u_{11} - i_{11}$, aproximate prin segmente de dreaptă, ale rezistoarelor neliniare 1, respectiv 11.

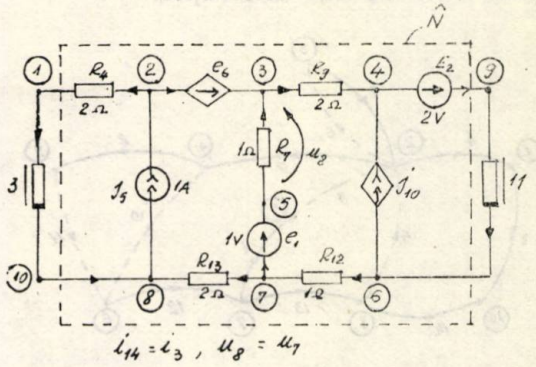


Fig. 2. Schema circuitului neliniar N.

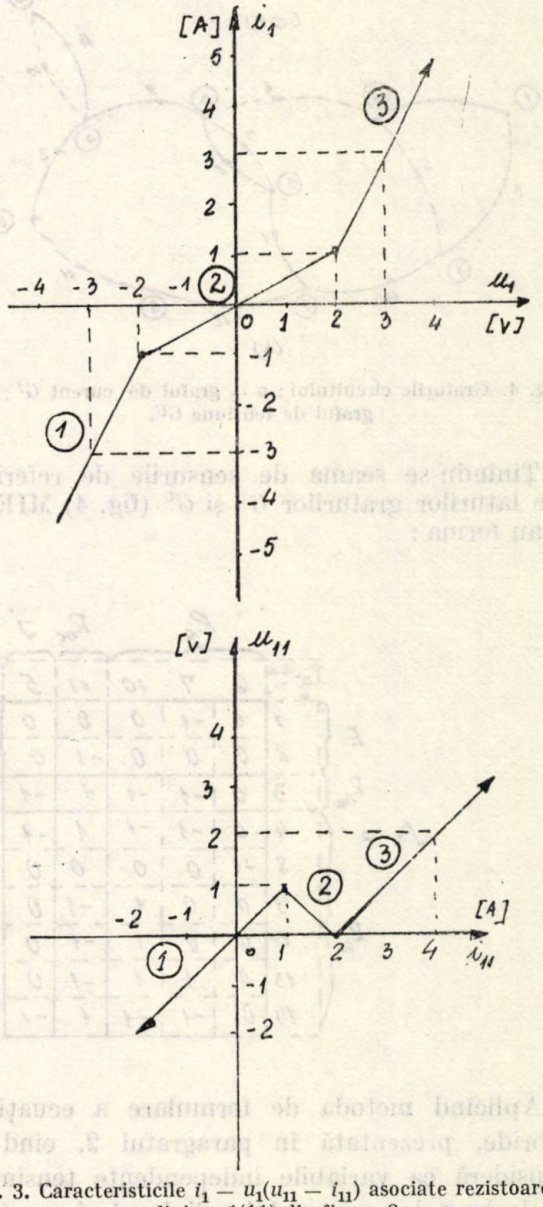


Fig. 3. Caracteristicile $i_1 - u_1(u_{11} - i_{11})$ asociate rezistoarelor neliniare 1(11) din figura 2.

Grafurile de curent G^I și de tensiune G^U ale circuitului din figura 2 s-au reprezentat în figura 4a, respectiv 4b. Laturile ARC s-au desenat cu linii continue, iar laturile coarborelui asociat ARC cu linii întrerupte.

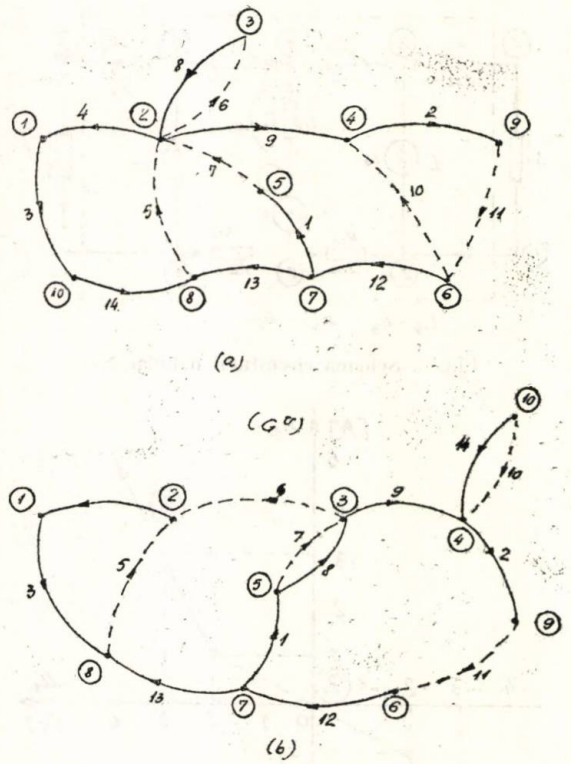


Fig. 4. Grafurile circuitului: a — graful de curent G^I; b — graful de tensiune G^U.

Ținîndu-se seama de sensurile de referință ale laturilor grafurilor G^I și G^U (fig. 4) MIE Λ, β au forma:

$$\Lambda = \begin{array}{c|c|ccc|cc} & & R_c & & & R_{nc} & J \\ & & 6 & 7 & 10 & 11 & 5 \\ \hline E & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ & 2 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \hline R_{na} & 3 & 0 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ \hline & 4 & 0 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ & 8 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 9 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ R_a & 12 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ & 13 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ & 14 & 0 & -1 & -1 & 1 & -1 \end{array}$$

$$\beta = \begin{array}{c|c|ccc|cc} & & R_c & & & R_{nc} & J \\ & & 6 & 7 & 10 & 11 & 5 \\ \hline E & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ & 2 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \hline R_{na} & 3 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ \hline & 4 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ & 8 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ & 9 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ R_a & 12 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ & 13 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 14 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \quad (39)$$

Aplicînd metoda de formulare a ecuațiilor hibride, prezentată în paragraful 2, cînd se consideră ca variabile independente tensiunea de la bornele rezistorului neliniar 1 și curentul prin rezistorul neliniar 11, după cîteva calcule simple, se obține:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ u_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -1 \\ -\frac{7}{2} & -11 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ i_{11} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{5}{2} \\ \frac{43}{2} \end{bmatrix}. \quad (40)$$

Dacă se consideră combinația de segmente $\mu = (\mu_1, \mu_{11}) = (1,3)$ și se aplică criteriul de eliminare 3, rezultă $M_1 = +\infty$, $m_1 = -\infty$, pentru prima ecuație a sistemului (40) și $M_2 = +\infty$, $m_2 = -\infty$, pentru cea de a doua ecuație.

Deci, circuitul neliniar din figura 2 are o soluție reală pentru combinația de segmente $\mu = (1,3)$.

Ecuațiile segmentelor μ_1, pentru rezistorul 1 și μ_3, pentru rezistorul 11 sînt:

$$i_1 = 2u_1 + 3, \quad (41a)$$

respectiv:

$$u_{11} = i_{11} - 2. \quad (41b)$$

Introducînd ecuațiile (41) în ecuațiile (40) se obține un sistem algebric liniar care are soluția:

$$\begin{aligned} u_1 &= -1{,}1132 \text{ V}, \\ i_{11} &= 2{,}283 \text{ A}, \end{aligned} \quad (43)$$

soluție ce corespunde domeniului definit pentru combinația de segmente $\mu = (1,3)$.

4. Concluzii

Metoda de formulare a ecuațiilor hibride ale unui circuit neliniar rezistiv, prezentată în lucrare, permite determinarea tuturor formelor

real posibile ale acestor ecuaţii din cele 2^n reprezentări hibride teoretic posibil (n fiind numărul rezistoarelor neliniare conţinute de circuitul analizat). Aceasta conferă metodei combinatoriale de găsire a soluţiilor multiple, selectarea acelei reprezentări hibride care are cel mai mare indice de eficienţă.

Prin simularea celor patru tipuri de surse comandate cu rezistoare liniare ce ocupă poziţii topologice diferite din punctul de vedere al curentului şi al tensiunii se dă posibilitatea formulării sistematice a teoremelor lui Kirchhoff şi o exprimare unitară a relaţiilor de latură a elementelor liniare de circuit.

Circuitul neliniar analizat poate să conţină: orice tip de rezistor neliniar, nulori, giratoare, surse independente de tensiune şi de curent, toate cele patru tipuri de surse comandate şi, în general, orice element multiport sau multipol de circuit care prezintă o schemă echivalentă alcătuită numai din elemente ideale dipolare de circuit.

Metoda de formulare a ecuaţiilor hibride expusă în lucrare este uşor implementabilă pe orice tip de calculator electronic. Ea necesită inversarea unei singure matrice G sau R (9).

Bibliografie

[1] *Chua, O. L.* and *Lin, M. P.* Computer-aided analysis of electronic circuits: Algorithms and Computational Techniques. Englewood Cliffs, H. J., Prentice-Hall, 1975.

[2] *Ortega, M. H.* and Rheinbolldt. Iterative solution of nonlinear equations in several variables. New York, Academic Press, Inc., 1970.

[3] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneaus parameters. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., nr. 4, 1980.

[4] *Iordache, M.* A hybrid method for resistive nonlinear network analysis. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., nr. 4, 1981.

[5] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network, with controlled sources. In: Rev. Roum. Sci. Tech. Électrotechn. et Energ., nr. 3, 1977, p. 345–355.

CZ 628.972

REFLEXII MULTIPLE
FLUX DIRECT
DISTRIBUŢIE ZONALĂ

Elemente de calcul al instalaţiilor electrice de iluminat interior prin metoda reflexiilor multiple

CLAUDIA BOTEZ, DAN IOACHIM* — IAŞI

Introducere

În contextul actual al economiei de energie electrică, problema proiectării cît mai exacte a unei instalaţii de iluminat este de mare actualitate. După cum se ştie din literatura de specialitate, metoda cea mai riguroasă pentru calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat interior este metoda reflexiilor multiple, care însă prezintă dezavantajul unor calcule destul de complicate şi mai ales laborioase [3, 4, 5, 6, 10].

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte o metodologie de proiectare a instalaţiilor de iluminat interior ce are la bază metoda reflexiilor multiple, dar care evită calculele dificile prin utilizarea de tabele adecvate. Lucrarea este o sinteză a diverselor metode de calcul fotometric, bazată atît pe literatura de specialitate, cît şi pe experienţa autorilor.

* Institutul politehnic-Iaşi.

1. Descrierea metodei de calcul

Instalaţiile electrice de iluminat interior se execută, în general, în încăperi de formă paralelipipedică ce prezintă trei suprafeţe reflectoare şi anume: tavan, pereţi şi podea. Fluxurile stabilizate pe aceste suprafeţe în urma reflexiilor multiple, conform [2, 4, 5, 6, 7], au valorile:

$$\begin{cases} \Phi_1 = A_{11}\Phi_1' + A_{12}\Phi_2' + A_{13}\Phi_3', \text{ lm} \\ \Phi_2 = A_{21}\Phi_1' + A_{22}\Phi_2' + A_{23}\Phi_3', \text{ lm} \\ \Phi_3 = A_{31}\Phi_1' + A_{32}\Phi_2' + A_{33}\Phi_3', \text{ lm} \end{cases} \quad (1)$$

unde:

A_{jk} — cu $j, k \in [1, 2, 3]$ sînt coeficienţi parţiali de utilizare ce depind de dimensiunile geometrice şi poziţia relativă a suprafeţelor reflectatoare, precum şi de coeficienţii de reflexie ai acestora;

Φ'_1, Φ'_2, Φ'_3 — componentele directe ale fluxului corpurilor de iluminat echipate cu lampa convenţională de 1000 lm, componente ce ajung direct pe tavan (Φ'_1), pereţi (Φ'_2) şi planul util sau podea (Φ'_3), lm;

Φ_1, Φ_2, Φ_3 — fluxurile stabilizate pe tavan, pereţi şi podea, lm.

Calculele componentelor directe ale fluxului se face în ipoteza că tavanul (de suprafaţă S_1 şi factor de reflexie ρ_1 — fig. 1a) şi suprafaţa pereţilor (S_f, ρ_f) situată deasupra planului (P) ce trece prin centrele corpurilor de iluminat pot fi înlocuite cu o suprafaţă reflectatoare echivalentă (S_0 din fig. 1b) ce primeşte fluxul emisferic superior ($\Phi_{\hat{}}$) şi deci:

$$\Phi'_1 = \Phi_{\hat{}}, \text{ lm} \qquad (2)$$

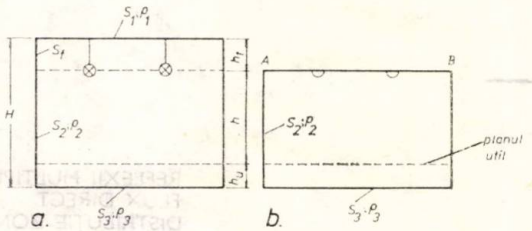


Fig. 1. Reflexiile multiple într-o încăpere cu trei suprafeţe reflectoare.

Dacă, în plus, se admite că $\rho_1 = \rho_f$, atunci deschiderea S_0 are un coeficient de reflexie echivalent (ρ'_1) dat de expresia [2, 4]:

$$\rho'_1 = \frac{1}{1 + \frac{S_f}{S_1}(1 - \rho_1)}. \qquad (3)$$

Se menţionează că ipotezele simplificatoare admise anterior nu influenţează calculele de proiectare, mai ales dacă instalaţia de iluminat este prevăzută cu corpuri de iluminat cu repartiţie directă a fluxului luminos ($\Phi'_1 = \Phi_{\hat{}} = 0$). În cazul în care repartiţia fluxului este semidirectă sau mixtă (sau chiar indirectă) suprafaţa S_f are un coeficient de reflexie ridicat, egal sau sensibil egal cu cel al tavanului.

În ceea ce priveşte suprafeţele pereţilor şi a podelei, dacă acestea prezintă zone cu coeficienţi de reflexie diferiţi, atunci ρ_2 şi ρ_3 reprezintă coeficienţii de reflexie ponderaţi, calculaţi cu o relaţie (8) de forma:

$$\rho = \frac{\rho' S' + \rho'' S'' + \ldots + \rho^{(n)} S^{(n)}}{S' + S'' + \ldots + S^{(n)}}, \qquad (4)$$

în care:

$\rho' \ldots {}^{(n)}$; $S' \ldots S^{(n)}$ — reprezintă coeficienţii de reflexie ai zonelor din suprafaţa considerată, respectiv ariile acestor zone.

Calculul direct al coeficienţilor parţiali de utilizare este laborios şi de aceea se recomandă folosirea tabelelor ajutătoare.

Se demonstrează [2, 4, 5, 6, 7] că:

$$A_{jk} = f(\rho_j;\ i),$$

adică aceşti coeficienţi depind de proprietăţile reflectatoare ale suprafeţelor încăperii (ρ_1, ρ_2, ρ_3) şi de indicele de local (i) ce se calculează cu:

$$i = \frac{A \cdot B}{h(A + B)}, \qquad (5)$$

unde:

A, B sînt lungimea, respectiv lăţimea încăperii, m;

$h = H - (h_t + h_p)$ distanţa dintre planul util şi planul deschiderii corpurilor de iluminat (fig. 1a), m;

H — înălţimea încăperii, m;

h_t — distanţa tavan-planul deschiderii corpurilor de iluminat, m;

h_p — înălţimea planului util în raport cu podeaua, m.

Avînd în vedere că la proiectarea unei instalaţii de iluminat interior se cere asigurarea unui nivel de iluminare impus pe planul de lucru, rezultă că este suficient să se calculeze coeficientul de utilizare al fluxului corpurilor de iluminat cu care este echipată instalaţia faţă de acesta, adică:

$$u = \frac{\Phi_3}{1\,000} = 0{,}001 \cdot (A_{31}\Phi'_1 + A_{32}\Phi'_2 + A_{33}\Phi'_3). \qquad (6)$$

Fluxul total al surselor de lumină necesare a fi instalate în corpurile de iluminat din încăpere va fi [1, 7, 11]:

$$\Phi_t = \frac{E_{med} S_3 k}{u}, \qquad (7)$$

în care:

E_{med} este valoarea medie normată a iluminării minime pe planul de lucru (util), lx;

S_3 — aria suprafeţei utile, m²;

k — coeficient de depreciere al instalaţiei.

Calculele sînt făcute în ipoteza, în general respectată, că într-o încăpere se montează corpuri de iluminat identice din punct de vedere al repartiției fluxului luminos, echipate cu același tip de surse de lumină și montate la aceeași înălțime, în raport cu planul util.

Revenind la relația (6), coeficienții parțiali de utilizare A_{3k} se determină din tabelul 1, iar componentele directe ale fluxului se estimează după cum se indică în continuare (§3).

Pentru un calcul de proiectare riguros este necesar să se cunoască și repartiția luminanțelor din cîmpul vizual, valoarea acestei mărimi fotometrice fiind:

$$L_j = \frac{\rho_j \Phi_j}{S_j}, \qquad (8)$$

ceea ce presupune și evaluarea fluxurilor Φ_1 și Φ_2, (1).

Tabelul 1

Coeficienții parțiali de utilizare A_{3k}

A_{3k}	i	Coeficienții de reflexie				
		ρ_1 0,7		0,5		0,3
		ρ_2 0,5		0,3		0,1
		ρ_3 0,3	0,1	0,3	0,1	0,1
A_{31}	0,5	0,210	0.200	0 100	0,100	0,044
	1,0	0,375	0,350	0,202	0,200	0,100
	1,5	0,481	0,444	0,272	0,261	0,136
	2,0	0,544	0,500	0,320	0,304	0,161
	2,5	0,605	0,540	0,362	0,340	0,179
	3,0	0,638	0,569	0,388	0,366	0,200
	3,5	0,662	0,590	0,410	0,388	0,212
	4,0	0,688	0,610	0,425	0,402	0,223
	4,5	0,700	0,622	0,442	0,412	0,235
	5,0	0,712	0,631	0,450	0,421	0,240
A_{32}	0,5	0,175	0,170	0,078	0,078	0,024
	1,0	0,270	0,250	0,125	0,116	0,036
	1,5	0,325	0,300	0,152	0,149	0,045
	2,0	0,369	0,330	0,174	0,162	0,050
	2,5	0,394	0,352	0,188	0,175	0,053
	3,0	0,413	0,369	0,200	0,186	0,054
	3,5	0,425	0,382	0,209	0,188	0,061
	4,0	0,438	0,392	0,211	0,199	0,062
	4,5	0,450	0.400	0.214	0,200	0,063
	5,0	0,463	0,410	0,222	0,202	0,065
A_{33}	0,5	1,053	1,018	1,025	1,009	1,004
	1,0	1,095	1,030	1,044	1,015	1,005
	1,5	1,121	1,040	1,064	1,020	1,008
	2,0	1,141	1,045	1,080	1,024	1,011
	2,5	1,158	1,046	1,090	1,028	1,014
	3,0	1,170	1,050	1,102	1,030	1,015
	3,5	1,180	1,051	1,107	1,032	1,016
	4,0	1,185	1,053	1,112	1,033	1,020
	4,5	1,192	1,055	1,120	1,033	1,020
	5,0	1,200	1,060	1,122	1,033	1,020

Tabelul 2

Coeficienții parțiali de utilizare A_{1k}

A_{1k}	i	Coeficienții de reflexie					
		ρ_1 0,7				0,5	
		ρ_2 0,5		0,3		0,3	
		ρ_3 0,3	0,1	0,3	0,1	0,3	0,1
A_{11}	0,5	1,085	1,070	1,042	1,040	1,028	1,018
	1,0	1,125	1,085	1,074	1,050	1,046	1,034
	1,5	1,160	1,090	1,104	1,060	1,068	1,040
	2,0	1,180	1,090	1,132	1,060	1,085	1,044
	2,5	1,192	1,090	1,151	1,065	1,098	1,045
	3,0	1,202	1,090	1,166	1,070	1,106	1,048
	3,5	1,210	1,090	1,174	1,070	1,112	1,050
	4,0	1,214	1,090	1,181	1,070	1,120	1,050
	4,5	1,217	1,090	1,189	1,070	1,124	1,050
	5,0	1,222	1,090	1,192	1,070	1,128	1,050
A_{12}	0,5	0,170	0,156	0,078	0,078	0,078	0,078
	1,0	0,239	0,216	0,125	0,106	0,116	0,106
	1,5	0,281	0,234	0,150	0,131	0,144	0,125
	2,0	0,311	0,250	0,169	0,145	0,161	0,138
	2,5	0,327	0,259	0,179	0,155	0,173	0,150
	3,0	0,339	0,264	0,187	0,159	0,180	0,158
	3,5	0,350	0,269	0,195	0,162	0,188	0,156
	4,0	0,356	0,275	0,202	0,131	0,190	0,158
	4,5	0,361	0,277	0,208	0,166	0,194	0,159
	5,0	0,364	0,280	0,211	0,169	0,200	0,159
A_{13}	0,5	0,105	0,035	0,080	0,025	0,080	0,025
	1,0	0,183	0,058	0,158	0,049	0,150	0,049
	1,5	0,225	0,071	0,200	0,064	0,192	0,062
	2,0	0,254	0,080	0,228	0,074	0,218	0,069
	2,5	0,273	0,085	0,250	0,078	0,240	0,075
	3,0	0,286	0,086	0,267	0 082	0,254	0,079
	3,5	0,296	0,089	0,281	0 085	0,266	0,081
	4,0	0,305	0,091	0,291	0,086	0,275	0,084
	4,5	0,312	0,092	0,297	0,088	0,283	0,085
	5,0	0,320	0,094	0,304	0,090	00,287	0,088

2. Determinarea componentelor directe ale fluxului luminos

În urma simplificărilor făcute (2) rezultă că:

$$\begin{cases} \Phi_1' = \Phi_{\cap} \\ \Phi_2' + \Phi_3' = \Phi_{\cup}. \end{cases} \qquad (9)$$

Fluxurile emise de corpurile de iluminat în emisfera inferioară ($\Phi_{\cup}$), respectiv cea superioară ($\Phi_{\cap}$) se calculează prin metode grafice sau analitice [11]. Dintre acestea, cea mai indicată este metoda coeficienților unghiulari, mai precis metoda unghiurilor plane egale, conform căreia fluxul luminos emis într-o anumită zonă are valoarea:

$$\Phi_z = \sum_{k=1}^{n} I_{\text{med}_k} \cdot \omega_k. \qquad (10)$$

Pentru a ușura calculele, în tabelul 4 se dau valorile coeficienților unghiulari ω_k, corespun-

zători unghiurilor plane α_k, în ipoteza [11] că semicercul a fost împărţit în 18 părţi egale.

Intensităţile luminoase I_{med_k} se determină din curba fotometrică a corpului de iluminat la mijlocul zonei considerate (5°, 15° ...).

Tabelul 3

Coeficienţii parţiali de utilizare A_{2k}

A_{2k}	i	Coeficienţii de reflexie					
		ρ_1	0 7			0,5	
		ρ_2	0,5		0 3	0,3	
		ρ_3	0,3	0,1	0,3	0,3	0,1
A_{21}	0,5		0,728	0,677	0,591	0,552	0,359	0,337
	1,0		0,600	0,517	0,504	0,450	0,315	0,284
	1,5		0,485	0,406	0,428	0,362	0,272	0,237
	2,0		0,410	0,329	0,365	0,304	0,240	0,205
	2,5		0,346	0,279	0,316	0,256	0,209	0,175
	3,0		0,300	0,240	0,280	0,222	0,178	0,150
	3,5		0,265	0,210	0,247	0,200	0,161	0,137
	4,0		0,240	0,186	0,224	0,172	0,145	0,119
	4,5		0,216	0,170	0,204	0,158	0,132	0,115
	5,0		0,201	0,152	0,188	0,141	0,125	0,111
A_{22}	0,5		1,600	1,548	1,290	1,266	1,250	1,250
	1,0		1,438	1,366	1,216	1,200	1,190	1,180
	1,5		1,338	1,281	1,175	1,152	1,150	1,140
	2,0		1,269	1,224	1,141	1,125	1,119	1,112
	2,5		1,228	1,178	1,117	1,098	1,100	1,088
	3,0		1,200	1,150	1,104	1,092	1,088	1,075
	3,5		1,175	1,127	1,100	1,086	1,080	1,070
	4,0		1,161	1,116	1,086	1,078	1,075	1,060
	4,5		1,150	1,104	1,078	1,075	1,072	1,055
	5,0		1,138	1,100	1,074	1,069	1,050	1,045
A_{23}	0,5		0,400	0,131	0,325	0,105	0,311	0,102
	1,0		0,303	0,088	0,250	0,079	0,238	0,073
	1,5		0,231	0,068	0,200	0,058	0,192	0,054
	2,0		0,188	0,055	0,169	0,045	0,160	0,042
	2,5		0,161	0,045	0,144	0,039	0,138	0,039
	3,0		0,139	0,039	0,128	0,032	0,121	0,032
	3,5		0,121	0,036	0,114	0,030	0,108	0,030
	4,0		0,111	0,026	0,105	0,026	0,100	0,026
	4,5		0,100	0,024	0,093	0,024	0,088	0,024
	5,0		0,086	0,022	0,080	0,022	0,075	0,022

Tabelul 4

Valorile coeficientului unghiular ω_k

Zona-grade	Unghiul solid	Zona-grade	Unghiul solid
0—10	0,096	90—100	1,090
10—20	0,284	100—110	1,058
20—30	0,463	110—120	0,992
30—40	0,692	120—130	0,897
40—50	0,774	130—140	0,774
50—60	0 897	140—150	0,629
60—70	0,992	150—160	0,463
70—80	1,058	160—170	0,284
80—90	1,090	170—180	0,096
0—90	2π	0—180	4π

Din cele de mai sus rezultă că metoda este aplicabilă corpurilor de iluminat simetrice sau practic simetrice, categorie în care se încadrează majoritatea corpurilor de iluminat interior.

În ceea ce priveşte componenta directă (Φ_3') a fluxului ce cade pe planul util, aceasta poate fi estimată prin diverse procedee, dar, din proprie experienţă, autorii indică metoda lui Croft ca fiind şi rapidă şi exactă. Metodele [2, 3, 5] se bazează pe împărţirea curbei fotometrice în trei componente fictive, corespunzătoare unor corpuri de iluminat cu repartiţie orizontală, directă şi indirectă a fluxului luminos (fig. 2).

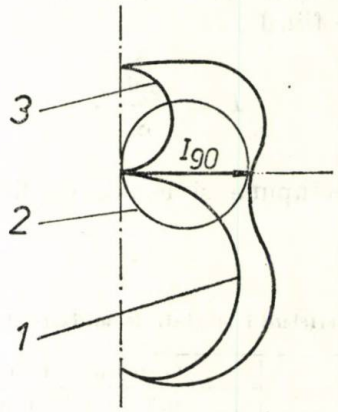


Fig. 2. Componentele fictive ale curbei fotometrice: 1 — directă; 2 — orizontală; 3 — indirectă.

Fluxurile au expresiile:

$$\begin{cases} \Phi_0 = \pi^2 I_{90} \simeq 10 \cdot I_{90} & \text{— fluxul luminos orizontal;} \\ \Phi_d = \Phi_{\sigma} - 5 \cdot I_{90} & \text{— fluxul luminos direct;} \\ \Phi_i = \Phi_{\Delta} - 5 \cdot I_{90} & \text{— fluxul luminos indirect.} \end{cases} \quad (11)$$

unde: I_{90} — intensitatea luminoasă după direcţia orizontală, cd.

Se defineşte un coeficient de utilizare u_s al fluxului în raport cu suprafaţa ca fiind raportul dintre fluxul luminos al corpului fictiv, ce cade pe suprafaţa considerată şi fluxul total al corpului. Acest coeficient este dat în tabelul 5 în funcţie de dimensiunile geometrice ale încăperii $[h(A + B)/(0{,}2 \cdot A \cdot B)]$ şi de gradul de concentrare f al fluxului corpului:

$$f = \frac{\Phi_{0° \div 40°} - 0{,}65 \cdot I_{90}}{\Phi_d} \cdot 100, \ \%. \quad (12)$$

Se observă că în tabelul 4 sînt 15 rînduri, în primul indicîndu-se valorile coeficientului de utilizare u_{s0} a corpului fictiv cu repartiţie orizontală a fluxului, iar în celelalte (pentru $f = 30 \div 100\,\%$) valorile coeficientului de utili-

Tabelul 5

Valorile coeficienţilor de utilizare u_s

$\frac{h(A+B)}{0,2 \cdot A \cdot B}$ / $f\%$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Corp cu repartiţie orizontală	0,5	0,30	0,22	0,16	0,13	0,09	0,075	0,06	0,05	0,04
30—35	1	0,77	0,63	0,52	0,44	0,37	0,31	0,27	0,23	0,20
35—40	1	0,80	0,68	0,58	0,49	0,42	0,36	0,32	0,27	0,24
40—45	1	0,83	0,71	0,62	0,53	0,46	0,40	0,36	0,32	0,27
45—50	1	0,85	0,73	0,64	0,57	0,50	0,44	0,39	0,35	0,31
50—55	1	0,87	0,78	0,68	0,61	0,55	0,48	0,44	0,38	0,35
55—60	1	0,88	0,80	0,71	0,64	0,58	0,53	0,46	0,42	0,39
60—65	1	0,89	0,82	0,75	0,68	0,62	0,57	0,52	0,46	0,44
65—70	1	0,90	0,84	0,77	0,71	0,66	0,61	0,56	0,52	0,48
70—75	1	0,91	0,86	0,80	0,74	0,69	0,64	0,59	0,54	0,52
75—80	1	0,92	0,88	0,82	0,77	0,72	0,68	0,64	0,60	0,56
80—85	1	0,94	0,89	0,83	0,81	0,76	0,72	0,68	0,64	0,60
85—90	1	0,95	0,91	0,88	0,84	0,81	0,77	0,74	0,70	0,67
90—95	1	0,96	0,93	0,91	0,88	0,85	0,82	0,79	0,76	0,74
95—100	1	0,98	0,96	0,94	0,92	0,92	0,89	0,88	0,86	0,84

zare u_{sd} a corpului fictiv cu repartiţie directă a fluxului luminos. Pentru un corp de iluminat cu repartiţie cosinusoidală a fluxului luminos se utilizează rîndul corespunzător lui $f = 40 \div 45\,\%$.

Croft [3] demonstrează că :

$$\Phi_3' = u_{so} \cdot \Phi_o + u_{sd} \cdot \Phi_d, \qquad (13)$$

în care Φ_o, Φ_d se calculează cu relaţia 11, iar u_{so} şi u_{sd} se extrag din tabelul 5.

Coponenta directă a fluxului luminos ce cade pe pereţi rezultă, din (9), ca fiind egală cu :

$$\Phi_2' = \Phi_{\cup} - \Phi_3'. \qquad (14)$$

3. Exemplu de calcul

Să se determine numărul şi puterea lămpilor fluorescente necesare a fi montate într-un atelier de proiectare a asigura un nivel de iluminare de $E_{med} = 300$ lx.

Caracteristicile geometrice şi fotometrice ale încăperii sînt :

$A = 8$ m, $B = 6$ m, $H = 3{,}5$ m, $h_p = 1$ m,

$h_t = 0{,}5$ m, $\rho_1 = 0{,}7$, $\rho_2 = 0{,}5$, $\rho_3 = 0{,}3$.

Înainte de a trece la calculul propriu-zis se reamintesc etapele de lucru :

— se alege tipul corpului de iluminat cu care se va echipa instalaţia (deci, se cunoaşte curba fotometrică a corpului de iluminat) ;

— se calculează (rel. (9) şi tabelul 4) fluxurile în emisfera inferioară ($\Phi_{\cup}$), superioară ($\Phi_{\cap}$) în zona $0° \ldots 40°$ ($\Phi_{0°\div 40°}$) ;

— se determină, din tabelul 1, coeficienţii parţiali de utilizare A_{31}, A_{32}, A_{33} cunoscînd indicele de local (5) şi coeficienţii de reflexie (ρ_1, ρ_2, ρ_3) ;

— se calculează componentele Φ_0 şi Φ_d (11) ;

— se calculează gradul de concentrare a fluxului emis de corpul de iluminat (12) ;

— se determină coeficienţii de utilizare u_{so} şi u_{sd} (tab. 5);
— se calculează componentele directe ale fluxului (9), (13), (14);
— se calculează coeficientul de utilizare u (6) şi fluxul total Φ_t necesar a fi instalat (7);
— se alege numărul corpurilor de iluminat şi geometria instalaţiei;
— se verifică, dacă este cazul, eroarea de calcul;

$$\Delta E\ \% = \frac{E_{\text{med.real}} - E_{\text{med STAS}}}{E_{\text{med STAS}}} \cdot 100 \leqslant \pm 10\ \%.$$

Pentru exemplul de calcul propus, se vor utiliza corpuri de iluminat de tip FIAG-01 cu două tuburi pe corp ($k = 1{,}35$). Din curba fotometrică [9] şi utilizînd tabelul 4 rezultă:

$$\Phi_1' = \Phi_{\cap} = 145{,}46 \text{ lm}; \quad \Phi_{\cup} = 699{,}45 \text{ lm};$$

$$\Phi_{0\div 40} = 210{,}03 \text{ lm}; \quad I_{90} = 48 \text{ cd}.$$

Celelalte date necesare proiectării sînt: $S_1 = S_2 = 48$ m²; $i = 1{,}71$, iar din tabelul 1 rezultă: $A_{31} = 0{,}54$; $A_{32} = 0{,}35$; $A_{33} = 1{,}135$.
Componentele directe ale fluxului au valorile: $\Phi_o = 480$ lm; $\Phi_d = 459{,}45$ lm, iar gradul de concentrare al fluxului este $f = 38{,}92\ \%$ pentru:

$$\frac{h(A+B)}{0{,}2 \cdot A \cdot B} = \frac{2(8+6)}{0{,}2 \cdot 8 \cdot 6} = 2{,}92.$$

Din tabelul 5 se extrag $u_{so} = 0{,}17$, $u_{sd} = 0{,}58$ ceea ce conduce la:

$$\Phi_3' = 348{,}1 \text{ lm}; \quad \Phi_2' = 351{,}35 \text{ lm}.$$

Coeficientul de utilizare a instalaţiei va fi: $u = 0{,}597$, ceea ce conduce la un flux total instalat de:

$$\Phi_t = \frac{300 \cdot 8 \cdot 6 \cdot 1{,}35}{0{,}597} = 32\,565 \text{ lm}.$$

Adoptînd tuburi tip LFA40/2 cu $\Phi_{\text{STAS}} = 2\,800$ lm, rezultă numărul total de corpuri de iluminat din încăpere:

$$N = \frac{32\,565}{2 \cdot 2800} = 5{,}8 \simeq 6 \text{ corpuri de iluminat},$$

precum şi valoarea reală a iluminării, respectiv eroarea de calcul, adică:

$$E_{\text{med.real}} = 309{,}6 \text{ lx}; \quad \Delta E\ \% = +3{,}2\ \%.$$

Dacă s-ar fi folosit tabelele cu coeficienţii de utilizare 1, atunci pentru:

$$i = \frac{0{,}2 \cdot A + 0{,}8 \cdot B}{h} = \frac{0{,}2 \cdot 8 + 0{,}8 \cdot 6}{2} = 3{,}2,$$

s-ar fi obţinut la $\rho_1 = \rho_t = 0{,}7$ şi $\rho_2 = \rho_p = 0{,}5$ valoarea $u = 0{,}325$ şi în final:

$$N = \frac{300 \cdot 8 \cdot 6 \cdot 1{,}35}{2\,800 \cdot 2 \cdot 0{,}325} \simeq 10 \text{ corpuri de iluminat},$$

cu aceeaşi eroare de calcul.
Din cele de mai sus rezultă că efectuarea calculelor după metoda coeficienţilor de utilizare conduce la supradimensionarea instalaţiilor, în cazul de faţă numărul corpurilor de iluminat fiind cu 4 mai mare în raport cu metoda reflexiilor multiple.

Bibliografie

[1] *Băilescu, A., Savopol, D.* Iluminatul electric. Îndreptar. Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.

[2] *Botez, C.* Consideraţiuni privind calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat cu ajutorul modelelor. Teză de doctorat, Institutul politehnic Iaşi, 1980.

[3] *Croft, R.* Trans. IES. vol. XX, nr. 9, 1955.

[4] *Epaneşnicov, M. M.* Rasciot osvetitelinih ustanovoc s uciotom mnogocratnih otrajenii. Svetotehnica, nr. 1, 1959, p. 3—8.

[5] *Epaneşnicov, M. M.* Rasciot coefiţienta ispolizovania svetovovo potoca osvetitelinoi ustanovki. Svetotehnica, nr. 4, 1959, p. 7—13.

[6] *Epaneşnicov, M. M.* Rasciot srednei svetnosti potolca i sten pri proiectirovanii osvetitelinoi ustanovski. Svetotehnica, nr. 12, 1959, p. 5—9.

[7] *Gheorghiu, M., Militaru, P.* Teoria şi practica iluminatului electric. Bucureşti, Ed. tehnică, 1970.

[8] * * * Iluminat artificial. Metodă de calcul al iluminării. Anteproiect de standard. Institutul de cercetări ştiinţifice pentru protecţia muncii, Bucureşti, 1980.

[9] * * * Catalog de produse. Întreprinderea Electrobanat Timişoara.

[10] *Meşcov, X. V., Epaneşnicov, M. M.* Osvetitelnie ustanovki. Energhia, Moscova, 1972.

[11] *Prisăcaru, V., Huţanu, C., Iaochim, D.* Utilizările energiei electrice. Bucureşti, E.D.P., 1969.

CZ 621.362

TERMOCUPLU
GENERATOR DE TENSIUNE

Termoregulator cu termocuplu

RABEJA IRINA * — BUCUREŞTI

Temperatura este o mărime de stare care caracterizează materia din punct de vedere al gradului de încălzire.

Întrucît gradul de încălzire este un factor determinant pentru multe proprietăţi ale materialelor, cunoaşterea sa a preocupat în mod deosebit pe specialişti, conducînd la realizarea unui mare număr de aparate de măsurat temperatura.

Aparatele electrice şi electronice au permis măsurarea, înregistrarea, transmiterea la distanţă şi controlul automat al temperaturii.

Apariţia dispozitivelor semiconductoare a făcut posibilă fabricarea unor noi tipuri de traductoare pentru măsurarea temperaturii şi a unor noi aparate care se disting prin simplitate, autonomie, precizie ridicată, siguranţă de funcţionare etc.

Aparatele de măsurat cu termocupluri sînt foarte răspîndite în toate domeniile de activitate, deoarece sînt caracterizate prin simplitate, siguranţă de funcţionare, precizie ridicată şi cost relativ scăzut.

Folosirea circuitelor electronice de prelucrare a dat avînt construcţiei acestor aparate. Cu ajutorul lor s-au putut obţine rezultate deosebit de bune atît în măsurare, cît şi în controlul temperaturii în instalaţii automatizate.

Termocuplul este un sistem de două conductoare metalice, bazate pe fenomenul termoelectric descoperit de Seebeck în anul 1822: în circuitul închis format din două conductoare metalice de natură diferită sudate la ambele capete apare un curent electric, dacă cele două suduri sînt la temperaturi diferite, proporţional cu diferenţa de temperatură şi depinzînd de materialul conductorilor.

Materialele folosite pentru confecţionarea termocuplelor sînt:

— pentru temperaturi pînă la 1 100°C — metale şi aliaje obişnuite ca: fierul, cuprul, constantanul, cromelul (90 % nichel + 10 % crom), alumelul (95 % nichel + procente de Mn, Al, Si, Fe), copelul (56 % cupru + 44 % nichel), cromul etc.

— pentru temperaturi cuprinse între 1 100°C şi 1 600°C metale nobile ca: aurul, argintul, platina, thoriul, iridiul etc.;

— pentru temperaturi ce depăşesc 1 600°C materiale greu fuzibile (refractare): wolframul, molibdenul, carbura de siliciu etc.

Termoregulatorul descris mai jos foloseşte ca traductor de temperatură termocuplul.

Tensiunea furnizată de acesta este comparată cu tensiunea dintre cursorul potenţiometrului P şi masă, într-un amplificator diferenţial A.O.

Diferenţa de tensiune amplificată de A.O. comandă curentul de încălzire al cuptorului astfel încît temperatura să ajungă la o asemenea valoare încît să determine în termocuplu o tensiune termoelectromotoare egală cu cea dintre cursorul potenţiometrului P şi masă.

Astfel se poate fixa temperatura cuptorului în funcţie de poziţia cursorului potenţiometrului P.

Schema electronică a aparatului funcţionează ca în figura 1.

Pe timpul unei perioade a tensiunii reţelei de 220 V se generează două tensiuni liniar variabile (dinte de fierăstrău) în circuitul format de tranzistoarele T_1T_2, respectiv $T_1'T_2'$.

Tensiunea furnizată de termocuplu este comparată cu tensiunea dintre cursorul potenţiometrului P şi masă de către amplificatorul operaţional A.O. Diferenţa celor două tensiuni (amplificată de A.O.) tinde să deschidă tranzistorul T_3, respectiv T_3', cînd este egală şi de semn contrar cu valoarea instantanee a tensiunii liniar variabilă. Tensiunea liniar variabilă (dinte de fierăstrău) variază între +15 V şi 0 V. Dacă la ieşirea A.O. este o tensiune negativă mai mare sau mai mică tranzistorul T_3, respectiv T_3', se va deschide spre începutul sau spre sfîrşitul semisinusoidei tensiunii reţelei. Dacă la ieşirea amplificatorului este o tensiune pozitivă tranzistorul T_3, respectiv T_3', nu se va deschide.

La intrarea în conducţie a tranzistorului T_3, respectiv T_3', intră în conducţie şi tranzistorul T_4; saltul pozitiv de pe colectorul său, blochează tranzistorul T_5; variaţia de curent prin T_5 provoacă în secundarul transformatorului T_{re} un salt pozitiv de tensiune care deschide tiristorul T; acesta este în serie cu înfăşurarea de încălzire a cuptorului, astfel că la deschiderea sa va trece curent prin înfăşurarea cuptorului.

* ICECHIM-Bucureşti.

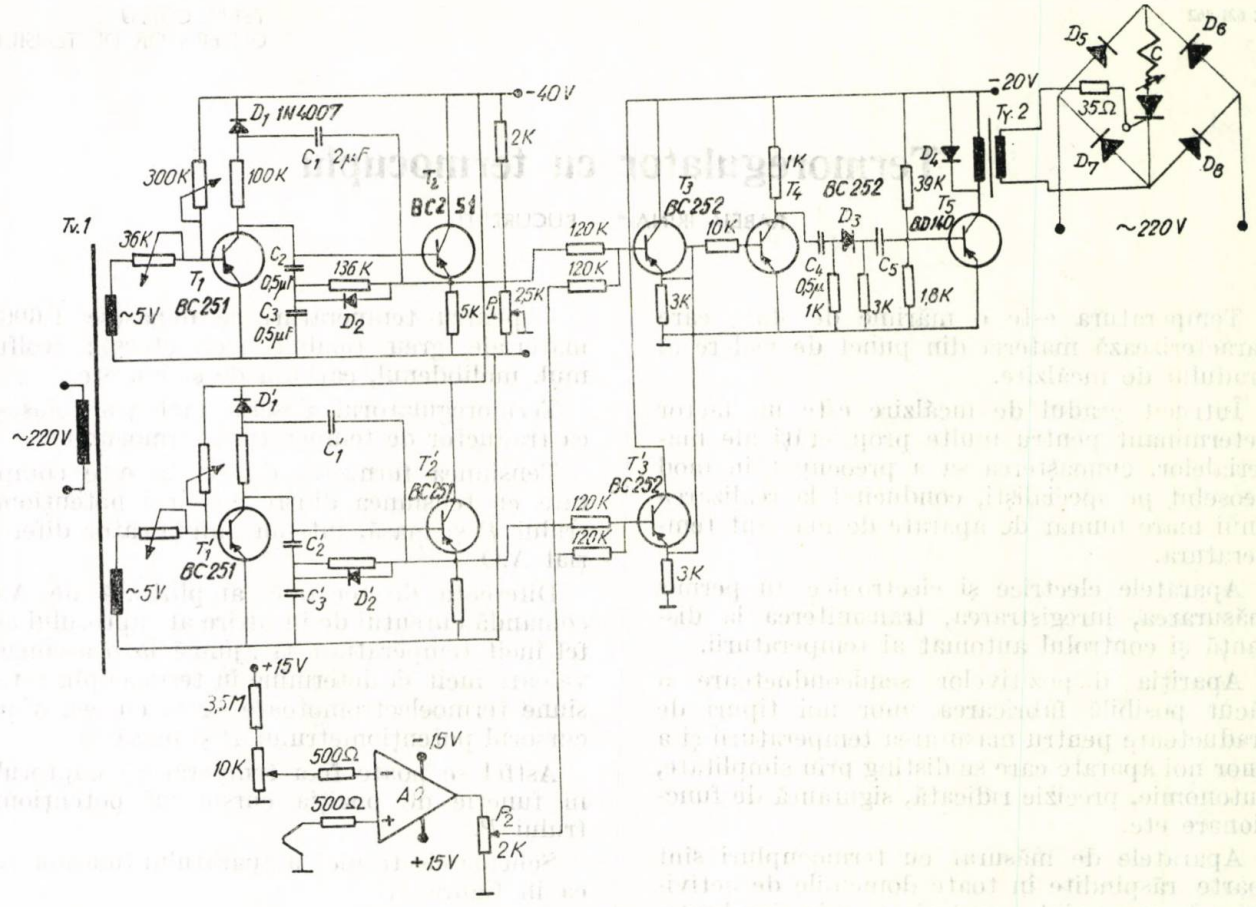


Fig. 1

Generatorul de tensiune liniar variabilă

În principiu, pentru a obține o tensiune liniar variabilă se utilizează încărcarea unui condensator sub curent constant, furnizat de un generator de curent I (fig. 2).

Tensiunea la bornele condensatorilor variază liniar în timp.

$$u = \frac{1}{C}\int i(t)\,dt + U_C(0) = \frac{I}{C}t,$$

$U_C(0)$ = tensiune inițială la bornele condensatorilor considerată nulă.

În cazul în care se folosește o sursă de tensiune de rezistență internă R ar fi necesară o liniarizare. Procedeul de liniarizare este următorul: se introduce o sursă suplimentară de tensiune e în serie cu circuitul de încărcare a condensatorului C, a cărei tensiune variază astfel încît curentul de încărcare al condensatorului C să fie menținut constant (fig. 3).

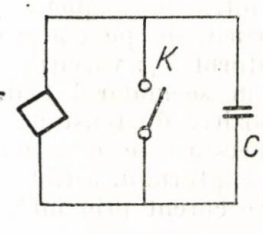


Fig. 2

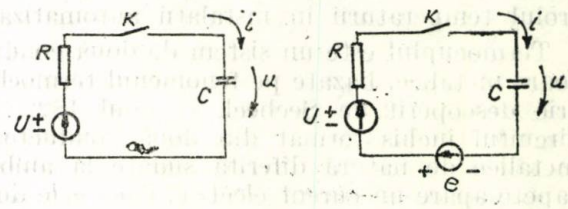


Fig. 3

Pentru a menține curentul de încărcare i constant trebuie verificată relația: $i = \frac{U + e - u}{R} =$ = const. de unde rezultă $e = u$, adică variația tensiunii u trebuie să fie urmărită de tensiunea e.

Considerînd schema din figura 4 rezultă $u = \frac{U}{RC} \cdot t$, pentru $A = 1$.

O schemă practică este dată în figura 5.

În repaos tranzistorul T_1 conduce la saturație și menține condensatorul C descărcat, așadar acest tranzistor joacă rolul comutatorului K. În aceste condiții condensatorul C_0 de capa-

citate mare $C_0 \gg C$ este încărcat la o tensiune apropiată de tensiunea sursei de alimentare E, încărcarea făcîndu-se prin dioda D.

Condensatorul C_0 joacă rolul sursei de alimentare U.

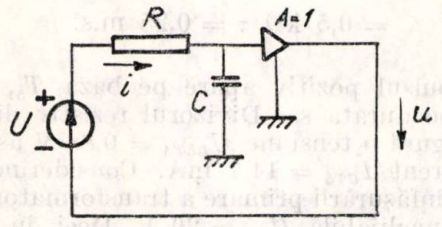


Fig. 4

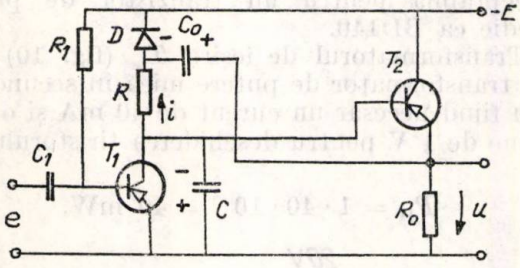


Fig. 5

La aplicarea unui impuls de comandă e de polaritate pozitivă pe baza T_1, acest tranzistor se blochează şi condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R de la sursa U reprezentată de C_0. În acelaşi timp, în serie cu U apare tensiunea u furnizată de repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul T_2. Ori, această tensiune reproduce tensiunea de la bornele condensatorului C, care este aplicată pe baza repetorului pe emitor. Deci condiţiile de liniarizare sînt îndeplinite şi tensiunea u este aproximativ liniar crescătoare. Cursa activă este determinată de durata impulsului de comandă (în schema generală impulsul este semisinusoida pozitivă luată din secundarul transformatotului T_{ri} alimentat în primar la tensiunea reţelei).

La terminarea acestui impuls tranzistorul T_1 se deschide şi condensatorul C se descarcă repede prin rezistenţa la saturaţie a lui T_1 care este de valoare mică.

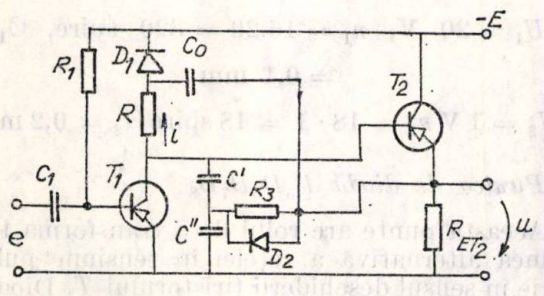


Fig. 6

O liniaritate superioară o oferă schema din figura 6. Analogă celeilalte, conţine în plus rezistenţa R_3, dioda D_2, iar condensatorul C este divizat în două condensatoare de capacităţi egale $C' = C'' = 2C$.

$$R_3 = \frac{R}{4\left(\frac{C}{C_0} + 1 - A_{T_2}\right)}.$$

În schema generală tensiunea de alimentare $E = 40$ V. Tranzistoarele folosite sînt de tipul BC 251. Diodele D_1D_2 sînt de tipul EFD 108.

$$C_0 = 2\mu\text{F},$$

$$C' = C'' = 0{,}5\ \mu\text{F},$$

$$R = 100\ \text{k}\Omega,$$

$$R_3 = 136\ \text{k}\Omega,$$

$$R_{ET2} = 5{,}6\ \text{k}\Omega,$$

$$R_1 = 360\ \text{k}\Omega,$$

$$\tau = \frac{C' \cdot C''}{C' + C''} \cdot R = 25\ \text{mil.s.}$$

Transformatorul de intrare T_{ri} (fig. 7) asigură obţinerea a două tensiuni de 5 V_{ef} de frecvenţa tensiunii reţelei şi în antifază una faţă de cealaltă. Considerînd curentul de bază de ordinul zecilor de μA, secţiunea miezului e determinată de tola existentă. Se alege tola E_8 cu secţiune pătrată a miezului. Rezultă numărul de spire pe volt cu $B_{max} = 11 \cdot 10^3 Gs = 11$ kGs.

$$n = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot B_{max} \cdot S_m \cdot f} = 16{,}1,$$

$$n_2 = 1{,}1 \cdot 16{,}1 = 17{,}7\ ,$$

$$U_1 = 220\ V\ n_1 = 220 \cdot 16 = 3\,520 \text{ spire},$$

$$U_2 = U_3 = 5\ V\ n_2 = n_3 = 5 \cdot 18 = 90 \text{ spire}$$

Ø sîrmă cupru = 0,05 mm.

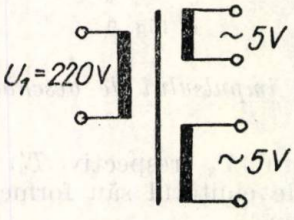


Fig. 7

Se asigură o polarizare a bazei T_1 de aproximativ 0,5 V prin rezistenţa de 300 kΩ, deschiderea la saturaţie, asigurîndu-se de rezistenţa serie cu secundarul transformatorului T_{ri} aproximativ 20 kΩ. Sînt de preferat rezistenţe reglabile.

În consecință, tensiunea în dinte de fierăstrău obținută pe rezistența R_{ET2} evoluează ca în figura 8.

Timpul de blocare a tranzistorului T_1 este $T_{rețea}/2 = 10$ m.s.

$$U_{max} = U/RC \cdot T/2 = 40 \text{ V}/25 \cdot 10^{-3} \times$$
$$\times 20 \cdot 10^{-3}/2 = 16 \text{ V}.$$

Reglarea acestei valori se face cu rezistența reglabilă R_{BT1}. Se fixează $u = 15$ V.

Cu ajutorul potențiometrului P_1 se convertește variația $0 \div -15$ V în $+15$ V $\div$ OV (fig. 9a).

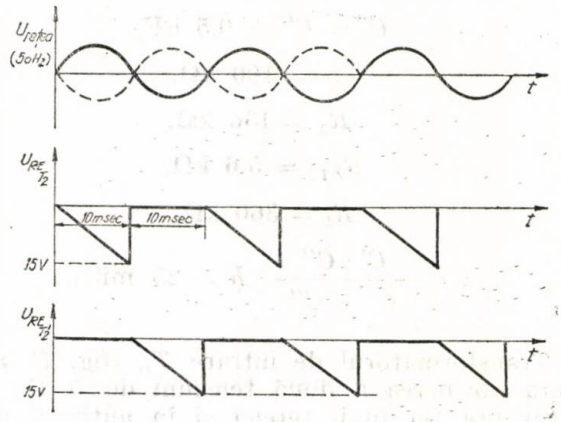


Fig. 8

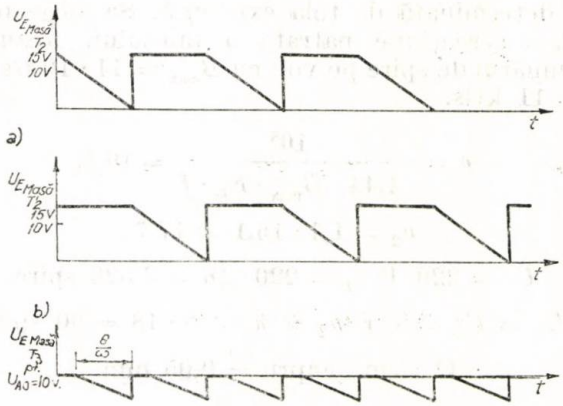


Fig. 9

Formarea impulsului de deschidere a tiristorului T

Tranzistorul T_3 (respectiv T_3') împreună cu rezistența de emitorul său formează un repetor pe emitor.

$$R_c = 3 \text{ k}\Omega \; Ritr\, T_3 = h_{11e} + (\beta + 1) R_E =$$
$$= 607{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Tranzistorul T_4 este în mod normal blocat, tensiunea în colectorul său fiind — 20 V. Condensatorul C_4 este încărcat cît timp T_4 este blocat $C_4 = 0{,}5$ μF.

La deschiderea tranzistorului T_4 el se descarcă prin acesta și rezistența echivalentă:

$$R_{echiv.} = 1 \text{ k}\Omega \| 3 \text{ k}\Omega \| 1{,}8 \text{ k}\Omega \| 39 \text{ k}\Omega \| h_{11eT_5} =$$
$$= 0{,}5 \text{ k}\Omega \; \tau = 0{,}25 \text{ m.s.}$$

Impulsul pozitiv apare pe baza T_5, blocîndu-l pe durata sa. Divizorul rezistiv din baza T_5 asigură o tensiune $U_{BET5} = 0{,}88$ V asigurînd un curent $I_{CT5} = 14{,}7$ mA. Considerînd rezistența înfășurării primare a transformatorului de ieșire neglijabilă $U_{CE} = 20$ V. Deci, în timpul conducției puterea disipată pe tranzistorul T_5 este $T = 20$ V. 15 mA = 300 mW puterea acceptabilă pentru un tranzistor de putere medie ca BD140.

Transformatorul de ieșire T_{re} (fig. 10) este un transformator de putere mică în secundarul său fiind necesar un curent de 40 mA și o tensiune de 1 V pentru deschiderea tiristorului T.

$$P_{11} = 1 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mW}.$$

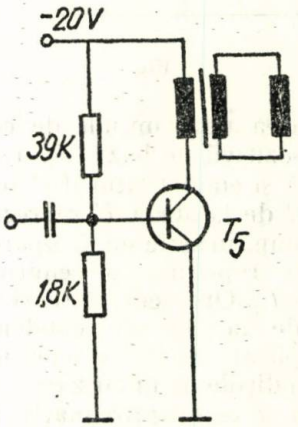


Fig. 10

Se alege tola E_8 și secțiunea miezului 1,6 · 0,8 cm². Rezultă numărul de spire pe volt, considerînd procesul repetitiv cu frecvența de 100 Hz:

$$n = \frac{10^8}{4{,}44 \cdot 1{,}1 \cdot 10^4 \cdot 1{,}6 \cdot 0{,}8 \cdot 100} = 16$$

$$n_s = 1{,}1 \cdot 16 = 17{,}6$$

$U_1 = 20$ V, $n_1 = 16.20 = 320$ spire, $Ø_1 =$
$= 0{,}1$ mm

$U_2 = 1$ V $n_2 = 18 \cdot 1 = 18$ spire $Ø_2 = 0{,}2$ mm

Puntea de diodă $D_5D_6D_7D_8$

Această punte are rolul de a transforma tensiunea alternativă a rețelei în tensiune pulsatorie în sensul deschiderii tiristorului T. Diodele sînt de tipul 6514. Tiristorul este tip KT 705.

Amplificatorul operațional AO

Are rolul de a compara tensiunea dată de termocuplu cu tensiunea impusă de potențiometrul *P*.

Diferența lor amplificată de AO acționează sistemul de deschidere a tiristorului, astfel că temperatura crește sau scade pentru a reduce această diferență la minimum; este un sistem de reacție negativă. Se folosește AO tip μA 741.

Exemplu:

Pentru termocuplul Chromel Alumel care are următoarele caracteristici de temperatură:

0°C, 0,00 mV, 300°C, 14,21 mV;

100°C, 4,10 mV, 400°C, 16,40 mV;

200°C, 8,13 mV, 500°C, 20,65 mV.

se fixează potențiometrul *P* la o astfel de poziție încît tensiunea respectivă să corespundă temperaturii dorite.

Potențiometrul *P* de 10 kΩ este alimentat la +15 V printr-o rezistență de 3,5 MΩ.

Astfel pe poziția 1 a potențiometrului helicoidal cuptorul se încălzește la 100°C, pe poziția 2 a potențiometrului helicoidal cuptorul se încălzește la 200°C și a.m.d.

Se observă că într-o rotație completă a butonului temperatura variază cu 100°C. Pentru poziții intermediare celor prezentate se obțin temperaturi intermediare acestor puncte redate, variația de temperatură fiind practic liniară.

Modul de încălzire a cuptorului

Curentul mediu (fig. 11) care încălzește cuptorul este funcție de θ:

$$I_{med.} = \frac{1}{\pi}\int_{\pi-\theta}^{\pi} I_{max} \sin \cdot\, wt\, d\, wt =$$

$$= \frac{-1}{\pi} I_{max} \cdot \cos wt \Big|_{\pi-\theta}^{\pi} = \frac{-1}{\pi} I_{max}(-1-\cos(\pi-\theta)) =$$

$$\frac{1}{\pi} I_{max}(1 - \cos\theta)$$

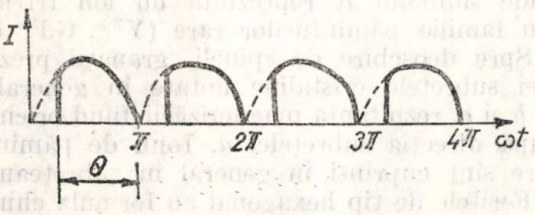


Fig. 11

$\theta = 180°$, $\cos\theta = -1$, $1 - \cos\theta = 2$;

$\theta = 135°$, $\cos\theta = \frac{-\sqrt{2}}{2}$, $1 - \cos\theta = 1{,}7$;

$\theta = 90°$, $\cos\theta = 0$, $1 - \cos\theta = 1$;

$\theta = 45°$, $\cos\theta = \frac{\sqrt{2}}{2}$, $1 - \cos\theta = 0{,}3$;

$\theta = 0°$, $\cos\theta = 1$, $1 - \cos\theta = 0$.

Considerînd că variația unghiului θ în timpul funcționării este în jur de 90°, se va lua $1 - \cos\theta = 1$ și $I_{med.} = \frac{I_{max}}{\pi}$.

$$\frac{\partial I_{med.}}{\partial\theta} = \frac{I_{max}}{\pi} \sin\cdot\,\theta \frac{\theta = 90°}{\pi} I_{max}.$$

$$\Delta I_{med.} = \frac{I_{max}}{\pi}\Delta\theta,$$

$$\Delta\theta = \frac{\pi\Delta I_{med.}}{I_{max}} = \frac{\Delta I_{med.}}{I_{med.}}.$$

Egalitatea dintre tensiunea impusă prin potențiometrul helicoidal și tensiunea dată de termocuplu nu se realizează decît pentru foarte scurt timp deoarece în momentul egalizării ieșirea A.O. este nulă și încetează comanda de încălzire a cuptorului; temperatura scade, apare iar o inegalitate de tensiuni la intrare, care amplificată dă o tensiune negativă la ieșirea A.O. care comandă din nou încălzirea.

Datorită amplificării mari a A.O. (20 000 — — 100 000) sînt sesizate și corectate imediat abaterile de la temperatura impusă.

Practic, datorită inerției și pierderilor termice ale cuptorului, abaterea de la temperatura impusă (depinzînd de construcția și condițiile de funcționare a cuptorului) se constată a fi ~1% din valoarea temperaturii la care se lucrează.

Termoregulatorul poate fi construit pentru curenți de alimentare a cuptorului pînă la valoarea permisă de tiristorul *T* și puntea de diode $D_5D_6D_7D_8$, calculîndu-se adecvat suprafața radiatoarelor pe care sînt montați tiristorul *T* și puntea de diode.

Bibliografie

[1] *Săvescu, M., Popovici, Kl., Popescu, M.* Circuite electronice, vol. 3, București, Editura tehnică, 1974.

[2] *Felea, I.* Circuite cu tranzistoare în industrie — proiectare, scheme. Colectiv de autori, București, Editura tehnică, 1964

[3] *Iordache, Gh., Ivan, M., Perva, O.* Aparate electronice pentru măsurarea temperaturii. Seria electronică industrială București, Editura tehnică, 1971.

CZ 621.3.013

FERITE
CIRCULATOR DE MICROUNDE

Realizarea profesională a circulatoarelor de microunde

SAJIN GHEORGHE * — BUCUREȘTI

Introducere

Utilizarea circulatoarelor, ca de altfel a tuturor componentelor cu ferită, în sistemele radar, în lanțurile de transmisiuni și în alte sisteme ce utilizează domeniul frecvențelor foarte înalte, pune probleme deosebite în cazul în care acestea trebuie să lucreze în condiții grele de mediu ambiant. Una dintre problemele cele mai spinoase o constituie menținerea în stare de funcționare a aparaturii electronice în cazul în care apar variații mari de temperatură.

În special pentru sistemele ce trebuie să funcționeze în teren (stații radar, radiorelee etc.), buna comportare a părților lor componente față de variațiile de temperatură este decisivă pentru menținerea lor în stare de funcționare.

Comportarea componentelor cu ferită față de variațiile de temperatură ridică probleme deosebite; unele aspecte ale acestora vor fi tratate în cele ce urmează.

1. Magnetismul materialelor. Feritele

Magnetismul materialelor își are originea în momentele magnetice ale electronilor, momente ce se datorează mișcărilor acestora: de rotație în jurul axei proprii și de revoluție în jurul nucleului [2, 3, 4]. Feromagnetismul apare ca fiind rezultanta momentelor magnetice individuale ale ionilor, aliniate datorită forțelor magnetice de schimb.

La temperaturi joase axele momentelor magnetice elementare sînt aproape paralele, din însumarea lor rezultînd magnetizarea intrinsecă a materialului. Odată cu creșterea temperaturii, agitația termică duce la deteriorarea acestui paralelism avînd ca rezultat o scădere a magnetizării pînă la anularea ei la temperatura Curie.

Ferita este un oxid metalic ce conține ionii magnetici astfel aranjați încît să producă o magnetizare spontană, concomitent cu menținerea unor bune proprietăți dielectrice. Proprietățile dielectrice ale feritelor se datoresc faptului că materialul, fiind un oxid nu are electroni de conducție. Magnetizarea spontană a acestor materiale derivă dintr-o aranjare specifică a dipolilor magnetici de ioni trivalenți de fier (Fe^{3+}), care formează subrețele cu orientări opuse (fig. 1).

Cele două tipuri de subrețele interacționează astfel încît unul din momentele elementare ale uneia dintre ele se cuplează simultan atît cu un alt moment din aceeași subrețea, cît și cu un moment cu semnul opus din subrețeaua complementară. Deoarece magnetizarea unei subrețele este diferită de a celeilalte rezultă o magnetizare rezultantă asemănătoare cu cea manifestată de materialele feromagnetice (Fe, Ni, Co) dar, în general, mai slabă.

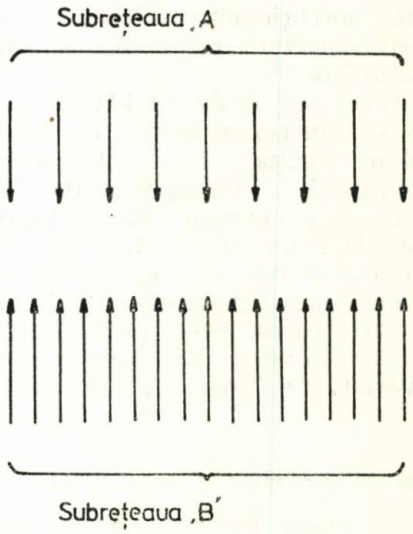


Fig. 1. Structura de subrețele a unei ferite spinelice.

Aproape toate feritele cunoscute pînă la ora actuală pot fi încadrate în trei categorii: spineli, granați și ferite hexagonale. Feritele de tip spinelic au formula generală $MeO \cdot Fe_2O_3$, unde simbolul Me reprezintă un metal bivalent sau un amestec de metale bivalente. Structura cristalină a acestor ferite este cubică și are două subrețele notate de obicei cu *A* și *B*, subrețeaua *B* fiind de două ori mai puternică decît subrețeaua *A* (fig. 1).

Granații au formula generală $3R_2O_3 \cdot 5Fe_2O_3$, unde simbolul R reprezintă un ion trivalent din familia pămînturilor rare (Y^{3+}, Gd^{3+} etc.)

Spre deosebire de spineli, granații prezintă trei subrețele cristaline notate în general cu *a*, *b* și *c*, rezultanta magnetizării fiind orientată după direcția subrețelei *a*. Ionii de pămînturi rare sînt cuprinși în general în subrețeaua *c*.

Feritele de tip hexagonal au formula chimică generală $MeO \cdot 6Fe_2O_3$. (Me: Ba, Sr, etc.). Acest tip de ferite este mai puțin utilizat pînă în prezent.

2. Variaţia magnetizării cu temperatura

Analiza comportării componentelor cu ferită şi în particular a circulatoarelor faţă de variaţiile de temperatură trebuie să pornească de la considerarea efectului acestor variaţii asupra feritei.

Magnetizarea unei ferite este suma algebrică a momentelor ionilor feromagnetici din subreţelele feritei. Pentru fiecare subreţea în parte, datorită agitaţiei termice, magnetizarea tinde să scadă, anulîndu-se la temperatura Curie, însă urmînd o curbă de variaţie diferită, după structura şi compoziţia subreţelei. Se presupune că într-o unitate de volum există α ioni ce ocupă poziţii în subreţeaua A şi β, ioni ce ocupă poziţii în subreţeaua B. Dacă se admite semnul (+) pentru orientarea momentelor ionilor din subreţeaua cristalină A, pentru subreţeaua B acest semn va fi (−). Se consideră că $4\pi M_a$ este magnetizarea subreţelei, A iar $4\pi M_b$ este magnetizarea subreţelei B. Magnetizarea de saturaţie globală va fi dată de relaţia:

$$4\pi M = \alpha(4\pi M_a) - \beta(4\pi M_b). \qquad (1)$$

Deoarece $4\pi M_a$ şi $4\pi M_b$ au fiecare legi proprii de variaţie cu temperatura, variaţia magnetizării globale va avea aspectul din figura 2.

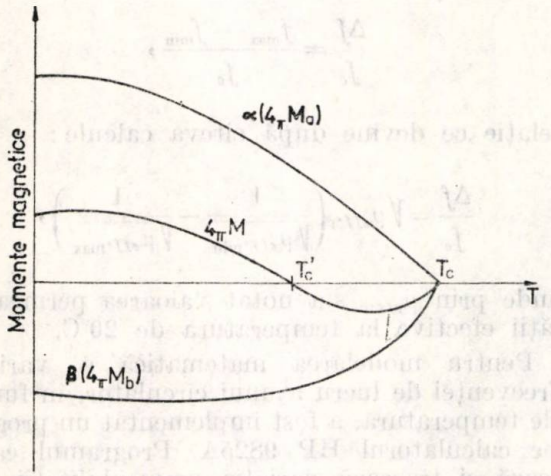


Fig. 2. Variaţia cu temperatura a magnetizării subreţelelor cristaline.

De remarcat în figura 2 punctul T_c'; la această temperatură momentele subreţelelor sînt egale în modul, deci magnetizarea globală este nulă. Acest punct se numeşte „punct de compensare". Temperatura T_c' nu se va confunda cu temperatura Curie, faţă de care este mai mică. Fenomenele fizice care se petrec în structura intimă a feritei sînt diferite la cele două temperaturi. La temperatura T_c' fiecare subreţea în parte prezintă încă o magnetizare proprie, efectul global anulîndu-se datorită egalităţii cu semn schimbat a magnetizărilor subreţelelor. La temperatura Curie anularea magnetizării se obţine ca efect al totalei dezordonări datorate agitaţiei termice în ambele subreţele. Ca urmare, variaţia magnetizării de saturaţie a unei ferite are o curbă ca cele arătate în figura 3.

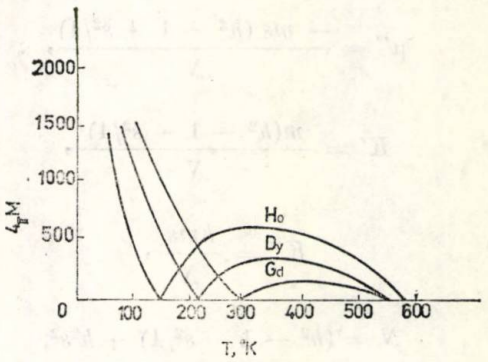


Fig. 3. Variaţia magnetizării de saturaţie cu temperatura pentru unele tipuri de granaţi.

Pe aceste curbe, trasate pentru un granat cu compoziţia chimică $3R_2O_3 \cdot 5Fe_2O_3$, unde R este, succesiv, Gd, Dy, Ho, se observă o zonă de minimă variaţie a magnetizării între temperaturile de 300°K şi 500°K. Faptul că aceste curbe au legi de variaţie diferite pentru diverşi R indică faptul că, printr-o modificare adecvată a compoziţiei chimice şi a tratamentului tehnologic aplicat este posibilă aducerea zonei de minimă variaţie în plaja de temperaturi cuprinsă între −50°C şi +60°C, plajă de interes pentru funcţionarea aparaturii electronice.

3. Influenţa variaţiilor de temperatură asupra frecvenţei de lucru a circulatoarelor

Frecvenţa de lucru a unui circulator se poate stabili pe baza datelor furnizate de literatură [1], [9], cu ajutorul relaţiilor:

$$SR = 1{,}84 \qquad (2)$$

$$S = \frac{\omega}{c}\sqrt{\frac{\mu^2 - K^2}{\mu} \cdot \varepsilon_f} \qquad (3)$$

unde:

R este raza discului de ferită al circulatorului;
c — viteza luminii în vid;
S — constanta radială de propagare în discul de ferită;
ε_f — permitivitatea discului de ferită;
μ, K — elementele tensorului Polder,

$$\bar{\bar{\mu}} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & -jK & 0 \\ jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

definite prin setul de relaţii:

$$\mu = \mu' - j\mu''; \; K = K' - jK'', \tag{5}$$

$$\mu' = 1 + \frac{hm(h^2 - 1 + s^2/4)}{N}, \tag{6}$$

$$\mu'' = \frac{-ms\,(h^2 + 1 + s^2/4)}{N}, \tag{7}$$

$$K' = \frac{m(h^2 - 1 - s^2/4)}{N}, \tag{8}$$

$$K'' = \frac{hms}{N}, \tag{9}$$

$$N = (h^2 - 1 - s^2/4) + h^2 s^2, \tag{10}$$

$$h = \frac{H_{\text{int}}}{H_0}; \quad m = \frac{4\pi M_s}{H_0}; \quad s = \frac{\Delta H}{H_0}. \tag{11}$$

În relaţiile de mai sus:

H_{int} reprezintă cîmpul magnetic intern din ferită;

H_0 — cîmpul magnetic intern de rezonanţă din ferită,

$$H_0 = \frac{f_c(\text{MHz})}{2{,}8\ (\text{MHz/Oe})},$$

$4\pi M_s$ — magnetizarea de saturaţie a feritei,

ΔH — lărgimea liniei de rezonanţă magnetică.

De notat că relaţiile (2) şi (3) au fost obţinute din analiza cîmpului electromagnetic în interiorul discului de ferită prin considerarea modului fundamental de rezonanţă.

Din relaţiile (2) şi (3) rezultă expresia explicită a frecvenţei circulatorului:

$$f_c = \frac{1{,}84c}{2\pi R\sqrt{\mu_{eff} \cdot \varepsilon_f}}, \tag{12}$$

unde prin $\mu_{eff} = \frac{\mu^2 - K^2}{\mu}$ s-a notat permeabilitatea efectivă a feritei.

O inspecţie a relaţiei (12) evidenţiază faptul că singurele elemente susceptibile de a fi modificate de către o variaţie a temperaturii sînt R (raza), ε_f şi μ_{eff}.

Variaţiile de dimensiune ale discului de ferită datorită fenomenelor de dilatare şi contracţie induc un efect neglijabil asupra frecvenţei de lucru. Permitivitatea feritei ε_f nu are, conform datelor din literatură, variaţii cu temperatura, deci, singurul factor ce trebuie analizat este permeabilitatea efectivă.

Variaţia cu temperatura a permeabilităţii efective a feritei se datoreşte variaţiei magnetizării de saturaţie (fig. 2 şi 3), care este indicată de fiecare producător de ferite în parte.

Considerînd expresia frecvenţei din relaţia (12), aceasta va avea în intervalul de temperaturi analizat o variaţie între două valori: maximă şi minimă, variaţie datorată dependenţei de temperatură a factorului μ_{eff} (fig. 4a).

Fie aceste valori ale frecvenţei $f_{\max}$ şi $f_{\min}$, determinate de expresiile:

$$f_{\max} = \frac{A}{\sqrt{\mu_{eff\cdot\min}}}; \quad f_{\min} = \frac{A}{\sqrt{\mu_{eff\cdot\max}}}. \tag{13}$$

unde A este constantă (pentru structura de circulator analizată) cu expresia:

$$A = \frac{1{,}84 \cdot c}{2\pi R\sqrt{\varepsilon_f}}. \tag{14}$$

Căutînd deviaţia relativă de frecvenţă pentru un interval de temperaturi oarecare se poate scrie:

$$\frac{\Delta f}{f_c} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c}, \tag{15}$$

relaţie ce devine după cîteva calcule:

$$\frac{\Delta f}{f_c} = \sqrt{\mu_{eff\cdot c}}\left(\frac{1}{\sqrt{\mu_{eff\cdot\min}}} - \frac{1}{\sqrt{\mu_{eff\cdot\max}}}\right), \tag{16}$$

unde prin $\mu_{eff\cdot c}$ s-a notat valoarea permeabilităţii efective la temperatura de 20°C.

Pentru modelarea matematică a variaţiei frecvenţei de lucru a unui circulator, în funcţie de temperatură, a fost implementat un program pe calculatorul HP 9825A. Programul calculează şi trasează variaţia permeabilităţii relative μ_{eff} şi a frecvenţei de lucru a unui circulator în funcţie de variaţia magnetizării de saturaţie.

Programul presupune cunoaşterea expresiei matematice a variaţiei magnetizării de saturaţie în funcţie de temperatură. În cazul în care se cunoaşte curba experimentală a acestei variaţii programul permite şi ridicarea punct cu punct a graficelor amintite.

4. Exemplificări şi rezultate experimentale

Folosind datele de catalog pentru două mostre de ferită produse de firma THOMSON — CSF [5] s-au calculat deplasările în frecvenţa

de lucru a unui circulator corespunzător unei variații de temperatură cuprinsă între valorile −30 ... +60°C. Materialele utilizate pentru exemplificare sînt D2 și U31, cu principalele date de catalog cuprinse în tabelul 1.

Tabelul 1

Materialul	$4\pi M_s$(Gs)	T_c(°C)	ΔH (Oe)	ε_f	$10^4 \tan \delta$
D2	900	270	185	15,5	< 2
U31	900	120	130	11,7	< 3

Curbele din figura 5 ilustrează variația cu temperatura a magnetizării de saturație a acestor ferite (D2 — a; U31 — b). De notat că materialul D2 este un granat mixt special conceput pentru lucrul la nivele mari de putere, posibil datorită unei bune stabilități cu temperatura. Materialul U31 este o ferită spinelică de MgMn. Calculul circulatorului a fost făcut pentru funcționarea pe frecvența de 1 500 MHz la temperatura ambiantă de 20°C. Datele fizice ale structurilor rezultate din calcule sînt indicate în tabelul 2.

Tabelul 2

	Diametru ferită (mm)	$4\pi M_s$(Gs)	ε_f	H_{int}(Gs)	ΔH(Oe)
Circulator D2	20,8	900	15,5	1000	185
Circulator U31	23,9	900	11,7	1000	130

În cadrul programului de calcul amintit au fost trasate variațiile permeabilității efective și a frecvenței de lucru pentru variațiile magnetizărilor de saturație indicate în figura 5 a și b.

Rezultatele, trasate pe plotter, sînt evidențiate în graficele din figura 4a și b. Studierea curbelor din figura 4 și 5 evidențiază următoarele: Materialul U31 — ferită spinelică de MgMn — prezintă o variație accentuată a magnetizării de saturație, între 1 250 Gs la −30°C și 640 Gs la +60°C. Această variație duce la modificarea valorii permeabilității efective a feritei, în condițiile descrise mai înainte între 2,42 și 1,78, ceea ce implică o deviație de frecvență între 1 380 MHz și 1 616 MHz. Variația relativă de frecvență între limitele de temperatură arătate, raportată la frecvența de lucru la 20°C este:

$$\frac{\Delta f}{f}(\%) = \frac{1\,616 - 1\,380}{1\,500} \times 100 = 15{,}7\%.$$

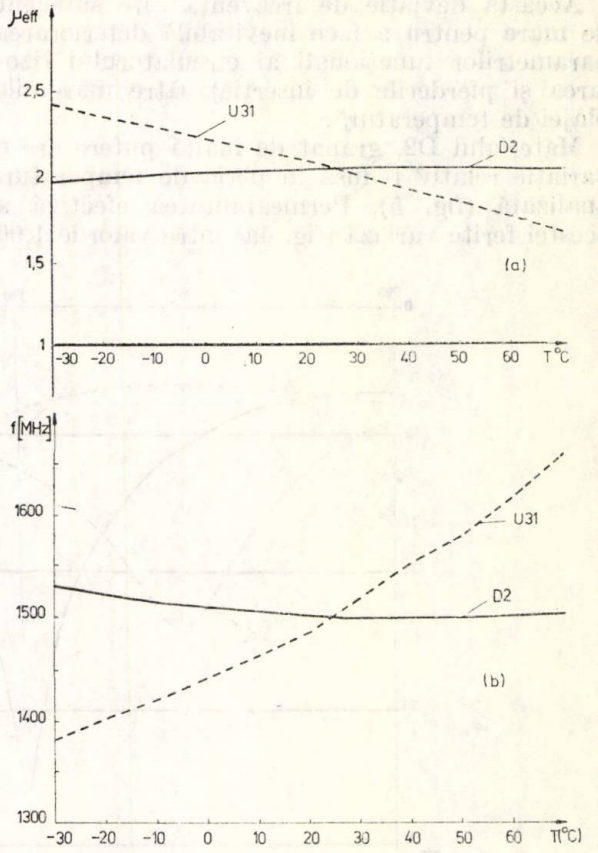


Fig. 4. Curba variației permeabilității efective a feritelor D2 și U31 și a frecvenței centrale a circulatoarelor studiate.

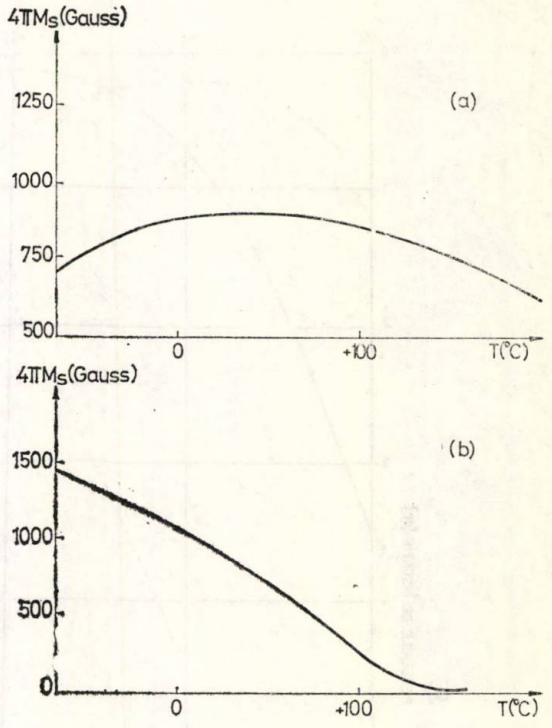


Fig. 5. Variația magnetizării de saturație cu temperatura pentru tipurile de ferite D2 și U31 (fig. 5a, respectiv 5b) Catalog THOMSON-CSF.

Această deviație de frecvență este suficient de mare pentru a face inevitabilă deteriorarea parametrilor funcționali ai circulatorului (izolarea și pierderile de inserție) către marginile plajei de temperatură.

Materialul D2, granat de înaltă putere are o variație relativ redusă în plaja de temperaturi analizată (fig. 5). Permeabilitatea efectivă a acestei ferite variază (fig. 4a) între valorile 1,96 la −30°C și 2,04 la +60°C, implicînd o deviație a frecvenței centrale între 1 530 MHz și 1 500 MHz. Variația relativă de frecvență între limitele de temperatură arătate, raportată la frecvența centrală de lucru (1 500 MHz) la 20°C este:

$$\frac{\Delta f}{f}(\%) = \frac{1\,530 - 1\,500}{1\,500} \times 100 = 2\%.$$

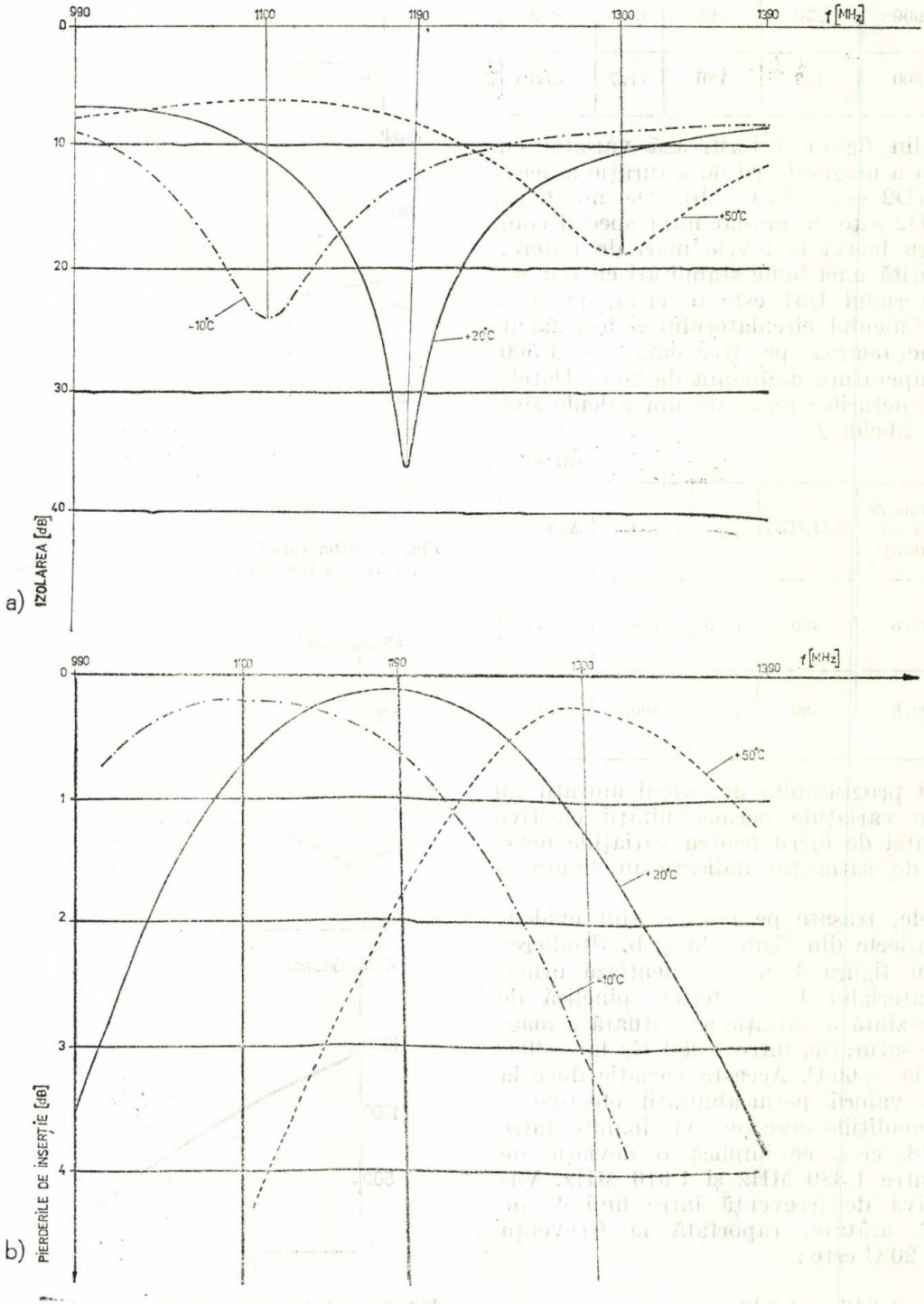


Fig. 6. Variația frecvenței centrale a unui circulator produs la ICCE-București. Feritele utilizate au fost de tip spinelic, cu MgMn.

Deviaţia mult mai mică a frecvenţei de lucru pentru acest circulator îl face apt de funcţionare în medii cu variaţii de temperatură mari; faptul că între 20°C şi 60°C frecvenţa rămîne practic constantă favorizează lucrul la nivele mari de putere, unde pierderile de inserţie, chiar mici, duc la încălzirea feritei.

În figurile 6 a şi 6 b este ilustrat un rezultat experimental obţinut în laboratoarele ICCE. Figura 6 a reprezintă o înregistrare a izolării, iar figura 6 b o înregistrare a pierderilor de inserţie pentru un circulator pe frecvenţa centrală de 1 190 MHz. Au fost efectuate trei înregistrări ale acestor parametri la temperaturile de −10°C, +20°C şi +50°C. Se remarcă o deplasare în frecvenţă de circa 200 MHz şi o înrăutăţire sensibilă a parametrilor funcţionali, în special a izolării, care scade sub 20 dB la temperatura de +50°C.

Calculînd abaterea relativă de frecvenţă se găseşte:

$$\frac{\Delta f}{f}(\%) = \frac{200}{1\,190} \times 100 = 16{,}9\%.$$

De remarcat acordul bun între această cifră găsită prin măsurători experimentale, şi abaterea relativă de frecvenţă de 15,7%, obţinută prin calcul pentru materialul U31, acord datorat similitudinii de material.

În circulatorul testat la ICCE au fost utilizate ferite spinelice de MgMn produse în cadrul ICE. Compoziţia chimică şi tipul feritei explică, în acord cu cele expuse în capitolul de faţă, deviaţia mare a frecvenţei centrale a acestui circulator, deviaţie care-l face impropriu pentru utilizări în medii supuse unor variaţii mari de temperatură.

5. Metode de compensare

În rîndul producătorilor de componente de microunde cu ferită, problema eliminării deviaţiei de frecvenţă faţă de variaţia de temperatură a constituit o preocupare sistematică. O trecere în revistă a metodelor de compensare a efectului temperaturii le evidenţiază pe următoarele:

a. *Termostatarea.* Este o metodă eficientă dar puţin utilizată din cauza masei termice mari a circulatoarelor. În general, echipamentele de teren dispun de surse limitate de energie (baterii) şi în aceste condiţii termostatările, mari consumatoare de energie, sînt nepractice.

b. *Utilizarea unor închideri magnetice speciale.* Analizînd setul de relaţii (3) ... (11) se constată că frecvenţa nu variază dacă magnetizarea de saturaţie, $4\pi M_s$, şi cîmpul magnetic aplicat din exterior, H_{apl}, au o aceeaşi lege de variaţie cu temperatura. Aceasta presupune utilizarea unui H_{apl} nu fix, ci variabil după o lege similară cu cea a magnetizării, ceea ce se poate obţine, după cum a fost raportat de MAHER şi colaboratorii [6], prin utilizarea unui disc feromagnetic de compensare înseriat în circuitul magnetic de polarizare. Permeabilitatea acestui disc scade odată cu creşterea temperaturii, deci cîmpul aplicat, H_{apl}, scade şi el. Se obţine astfel o reducere a deviaţiei de frecvenţă. Acest compensator acţionează după acelaşi sistem şi la scăderile de temperatură.

c. Un efect similar îl are *utilizarea unor magneţi speciali*, care, în plaja de temperaturi de interes, produc un cîmp magnetic H_{apl} cu o variaţie similară cu variaţia magnetizării, $4\pi M_s$. Un asemenea sistem de compensare este analizat de IKUSHIMA şi colaboratorii [7], care calculează coeficienţi de temperatură pentru ferite şi magneţi, astfel încît modificările de frecvenţă să fie menţinute între anumite limite. Autorii calculează că pentru o deviaţie de frecvenţă $\Delta f/f_c < 1{,}5\%$ între −10°C şi +60°C sînt necesare pentru ferită, o variaţie relativă a magnetizării $\Delta 4\pi M_s/4\pi M_s < 0{,}03\%/°C$, iar pentru cîmpul magnetic $\Delta H_{apl}/H_{apl} < 0{,}04\%/°C$.

d. *Utilizarea unor cîmpuri magnetice adiţionale.* Un asemenea sistem a fost experimentat cu succes în cadrul ICCE, reuşindu-se compensarea deviaţiei frecvenţei în plaja de temperatură −25°C ... +60°C pentru un circulator cu ferite spinelice de MnMg. Sistemul constă în adăugarea unei bobine în jurul magnetului de polarizare. Prin bobină se introduce un curent continuu care creează un cîmp magnetic. În funcţie de sensul curentului prin această bobină cîmpul magnetic adiţional creat de ea se însumează sau se scade din cîmpul magnetic iniţial, creat de magnetul permanent. Acest sistem prezintă unele deficienţe, şi anume:

— se consumă, mai ales pentru temperaturile extreme un curent relativ important (300 ... ... 400 mA);

— circulatoarele devin mai voluminoase şi mai grele;

— există riscul demagnetizării magneţilor permanenţi:

— necesită proiectarea suplimentară a unor surse speciale de curent. Curentul furnizat de acestea trebuie să urmărească legea de variaţie a magnetizării de saturaţie cu temperatura, ceea ce nu este întotdeauna simplu de realizat.

e. *Utilizarea unor ferite cu caracteristici de material corespunzătoare.* Această soluţie este singura acceptabilă din toate punctele de vedere. Printr-o dozare studiată a compoziţiei chimice a feritei şi printr-o disciplină riguroasă a procesului tehnologic se pot obţine variaţii mici ale magnetizării de saturaţie cu temperatura, în plaja de interes.

Din exemplele prezentate la capitolul 5 se observă că pentru o aceeaşi plajă de variaţie a temperaturii (−30°C ... +60°C) deviaţia de

frecvență a fost de 15,7% în primul caz și de 2% în al doilea caz, după cum magnetizarea feritelor utilizate spre exemplificare a variat cu 610 Gs, respectiv cu 70 Gs. Pentru a minimiza variația magnetizării în zona temperaturilor uzuale se folosesc, în general, două procedee:

— studierea compoziției chimice a feritei și ajustarea procesului tehnologic pentru a face ca în zona temperaturilor de interes să existe un palier al magnetizării sau o variație cît mai mică a acesteia;

— ridicarea, pe cît posibil, a temperaturii Curie, ceea ce face ca în zona temperaturilor uzuale variația magnetizării să fie mai mică.

6. Concluzii

Variația cu temperatura a frecvenței de lucru a circulatoarelor depinde direct de variația magnetizării de saturație a feritelor utilizate. După cum s-a arătat în capitolul 5, deviația de frecvență poate fi importantă, compromițînd funcționarea circulatorului și prin aceasta funcționarea întregului sistem în care este folosit. Unele metode de reducere a acestei deviații au fost prezentate în capitolul 6. Dintre acestea se remarcă ultima metodă, (e), singura capabilă să furnizeze o rezolvare radicală a problemei.

Utilizarea unor ferite corespunzătoare este indispensabilă și se apreciază că abordarea problemei producerii lor în țară, într-o manieră permanentă și cu caracteristici reproductibile constituie o premisă fără de care nu poate fi dezvoltată o electronică a microundelor competitivă cu cea existentă pe plan internațional.

Bibliografie

[1] *Bosma, Henk.* On Stripline Y-Circulation at UHF. In: IEEE Transactions on MTT. Jan. 1964, p. 61—72.

[2] *Dionne, C. F.* A Review of Ferrites for Microwave Applications. Proc. In: IEEE, May, 1975, p. 777—789.

[3] *Thourel, Lionel.* The Use of Ferrites at Microwave Frequencies. Pergamonn Press. Paris 1964.

[4] *Gardiol, Fred.* Les Ferrites en Hyperfrequencies. In: Revue „HF", Vol. VI, Nr. 3, 1967, p. 1—16.

[5] * * * Materiaux Ferrites Hyperfrequences. Catalog THOMSON-CSF, 1977.

[6] *Maher, B., Mitchell, D., Reeves,* A. A 150 Mc/s Circulator. In: IEEE Transactions on MTT, Jan. 1965

[7] *Ikushima I., Maeda, Minoru.* A Temperature Stabilized Broad-Band Lumped-Element Circulator. In: IEEE Trans. on MTT, Dec. 1974.

[8] *Röschmann, P.,* YIG Filters. Philips Tech. Rev. Nr. 9/10 /11/12/1971.

[9] *Wu You, Son, Rosenbaum, Fred, J.* Wide-Band Operation of Microstrip Circulators. In: IEEE Transactions on MTT. oct, 1974.

CAS

ICCE

TIMIȘU DE SUS '81

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

EDIȚIA a4-a
TIMIȘU DE SUS
8-10 oct '81
ORGANIZATĂ DE

CCSITS (ICCE)

1981 IUL 16

În profilul Conferinței de SEMICONDUCTOARE sînt cuprinse următoarele grupări tematice:

- analiză și modelare
- circuite integrate
- dispozitive discrete
- tehnologii și metode de caracterizare
- testare și aplicații

Acceptarea lucrărilor se va face în două etape consecutive și interdependente. Pentru aceasta s-a fixat termenul limită pentru primirea rezumatelor: 30 mai 1981, termenul limită pentru primirea lucrărilor: 30 iulie 1981. Atît rezumatele, cît și lucrările complete se vor trimite tovarășului
Statovici Mihai la adresa:

CCSITS (ICCE) str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 B, sector 2,72996 – București
tel. 33. 38. 30/578 sau 33. 30. 40

Participanți la CAS 80

E 2040
Victor
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 5 • MAI 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 4 Mai 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 612.38.001

CIRCUIT DIPORT
SURSE COMANDATE
FORMULE TOPOLOGICE

Ireda, M., Dorobanţu, I., Iordache, M.: **Formule topologice cu parametri omogeni şi determinarea simplificată a factorilor de semn.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 125

În lucrare se elaborează noi formule topologice pentru funcţiile de reţea ale unui circuit diport cu surse comandate de orice tip. Printr-o demonstraţie relativ simplă se arată că regula de semn a numărului redus de părţi principale pozitive se poate extinde şi la formulele topologice cu parametri omogeni.

CZ 621.311.24
621.314.267
621.311.52

CENTRALE EOLIENE
CONVERTIZOARE DE FRECVENŢĂ
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Budişan, N.: **Sistem automat de conversie a energiei mecanice a motoarelor eoliene în energie electrică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 132

În lucrare se prezintă un sistem de conversie a energiei mecanice a motoarelor eoliene cu turaţie variabilă în energie electrică, de frecvenţă constantă, precum şi unele caracteristici ale acestuia, realizate în Laboratorul de automatică al Institutului politehnic „Traian Vuia" – Timişoara.

CZ 621.313.33.083.91

MOTOARE ASINCRONE
PROIECTARE
PROGRAM CALCULATOR

Cristofor, R.: **Pachet de programe pentru proiectarea motoarelor asincrone trifazate cu ajutorul calculatorului electronic de mare capacitate.**

EE.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 136

Lucrarea prezintă un pachet de programe pentru calculator, în scopul proiectării seriilor unitare de motoare asincrone de putere medie cu rotorul în scurtcircuit, descriindu-se structura şi dîndu-se unele organigrame.

CZ 621.365.53

CUPTOR DE INDUCŢIE
CÎMP PROGRESIV

Firefeanu, V.: **Fenomene electrotermice şi dinamice în cuptorul de inducţie trifazat cu cîmp progresiv.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 140

În articol se determină cîmpul electromagnetic, în cuptorul de inducţie cu creuzet echipat cu un inductor trifazat. În comparaţie cu inductorul clasic monofazat noua variantă elimină echipamentul de simetrizare în raport cu reţeaua trifazată şi exercită acţiuni dinamice suplimentare prin antrenarea pe verticală a metalului topit în sensul cîmpului progresiv. Acest efect este util în operaţiile de tratare, omogenizare, degazare a metalelor în fază lichidă. Se prezintă un model experimental şi aplicaţii numerice pentru studiul influenţei dimensiunilor şarjei şi a pasului polar al înfăşurării asupra pătrunderii cîmpului electromagnetic.

CZ 621.313

TRANSFORMATOR
SARCINĂ ASIMETRICĂ
CALCUL ÎN COMPLEX

Ghiţă, C.: **Transformatorul electric trifazat funcţionînd în sarcină dezechilibrată.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981 p. 144

În lucrare se determină tensiunile de fază primare şi secundare, precum şi curenţii de fază primari şi secundari, la un transformator electric trifazat, avînd schemele de conexiune Y_{y_0} şi D_{y_0}, cunoscîndu-se tensiunile primare de linie, parametrii transformatorului şi parametrii sarcinii acestuia.

CZ 681.3

CIRCULATOR STRIPLINE
PROIECTARE

Sajin, G.: **Circulator stripline în banda de 1,1 GHz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 149

Lucrarea prezintă metoda de proiectare, de execuţie şi de testare a circulatoarelor stripline, cu o aplicaţie concretă în proiectarea şi realizarea la ICCE a unui circulator în banda de 1,1 GHz.

CZ 621.8 : 621.314

INVERTOR TRIFAZAT
SCHEMA DE COMANDĂ

Lucanu, T. M., Munteanu, B.V.: **Schemă de comandă pentru un invertor folosit în acţionarea reversibilă a rolelor la laminoare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 152

Se prezintă o schemă de comandă pentru un invertor trifazat folosit în acţionarea reversibilă a rolelor de laminoare. Schema este originală, economică şi fiabilă în funcţionare.

RECENZII

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38.001

ЦЕПЬ «ДИПОРТ»
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ
ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ФОРМУЛЫ

Преда, М., Доробанцу, И., Иордаке, М.: **Топологические формулы с однородными ми параметрами и упрощённое определение фактора знака.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4. май 1981, стр. 125

В работе разрабатываются новые топологические формулы для сетевой функции цепи «дипорт» с управляемыми источниками любого типа. С помощью относительно простой демонстрации доказывается, что правило знака сокращённого числа главных положительных частей может распространяться и на топологические формулы с однородными параметрами.

УДК 621.311.24
621.314.267
621.311.52

ВЕТРОЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СТАНЦИЯ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
АВТОМАТИЗАЦИЯ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Будишан, Н.: **Автоматическая система преобразования механической энергии ветряных двигателей в электрическую.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4, май 1981, стр. 132

В работе представляется система преобразования механической энергии ветряных двигателей с изменяемой скоростью вращения в электрическую, постоянной частоты, а также и некоторые характеристики системы в лаборатории автоматики Политехнического института им. «Траян Вуйя», г. Тимишоара.

УДК 621.313.33.083.91

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ПРОГРАММА ЭВМ

Кристофор, Р.: **Пакет программ для проектирования трёхфазных асинхронных двигателей с помощью ЭВМ большой мощности.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4, май 1981, стр. 136

Работа представляет пакет программ для ЭВМ с целью проектирования унитарных серий асинхронных двигателей средней мощности, с короткозамкнутым ротором, с описанием структуры и деталей.

УДК 621.365.53

ИНДУКЦИОННАЯ ПЕЧЬ
ПРОГРЕССИРУЮЩЕЕ ПОЛЕ

Фирецяну, В.: **Электротермические и динамические явления в трёхфазной индукционной печи с прогрессирующим полем.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4, май 1981, стр. 140

В статье определяется электромагнитное поле в индуктивной печи с тигелем, оснащенным трёхфазным индуктором.

По сравнению с классическим однофазным индуктором новый вариант исключает аппаратуру согласования с трехфазной сетью и выполняет дополнительные действия, направляя по вертикали расплавленный металл в направлении прогрессирующего поля. Это полезно в процессах обработки, достижения однородности, дегазации металла в жидком состоянии. Представляется экспериментальная модель и цифровое применение для изучения влияния размеров выплавки металла и полюсного шага обмотки на проникновение электромагнитного поля.

УДК 621.313

ТРАНСФОРМАТОР
АССИМЕТРИЧНАЯ НАГРУЗКА
КОМПЛЕКСНЫЙ РАСЧЁТ

Гицэ, К.: **Трёхфазный электрический трансформатор, функционирующий при неуравновещенной нагрузке.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4, май 1981, стр. 144

В работе определяются первичные и вторичные фазовые напряжения, а также первичные и вторичные фазовые токи в трёхфазном электрическом трансформаторе, имея схемы соединения Y_{y0} и D_{y0} при известных первичных линейных напряжения и параметрах трансформатора и параметрах его нагрузки.

УДК 681.3

ЦИРКУЛЯТОР СТРИПЛАЙН
ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Сажин, Г.: **Циркулятор стриплайн в полосе 1,1 GHz.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 29, № 4, май 1981, стр. 149

Работа представляет метод проектирования, работы и исследования циркуляторов стриплайн с конкретным использованием в проектировке и осуществлении в ICCE циркулятора в полосе 1,1 GHz.

УДК 621.8 : 621.314

ТРЁХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР
СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ

Лукану, Т. М., Мунтяну, Б. В.: **Схема управления для трёхфазного инвертора используемого для реверсивного привода валиков прокатного стана.**

Е.Е.А. – Electrotehnica, 29, № 4, май 1981, стр. 152

Представляется схема управления трёхфазного инвертора, используемого в реверсивном приводе прокатных валиков. Схема оригинальна, экономична и надежна в функционировании.

INHALT

DK 621.38.001

DIPORT-KREIS
GESTEUERTE QUELLEN
TOPOLOGISCHE FORMELN

Preda, M., Dorobanțu, I., Iordache, M.: **Topologische Formeln mit homogenen Parametern und die simplifizierte Bestimmung der Zeichenfaktoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 4, Mai 1981, S. 125

In der Arbeit werden neue topologische Formeln für die Netzfunktionen eines Diport-Kreises mit gesteuerten Quellen jedwelchen Typs erarbeitet. Durch einen verhältnismässig einfachen Beweis wird gezeigt, dass die Zeichenregel der herabgesetzten Zahl der positiven Hauptteile auch bei topologischen Forlmeln mit homogenen Parametern angewendet werden kann.

DK 621.311.24
621.314.267
621.311.52

WINDKRAFTWERK
FREQENZUMFORMER
ENERGETIKAUTOMATISIERUNGEN

Budișan, N.: **Automatisches System zur Umwandlung der mechanischen Energie der Windkraftmotoren in elektrische Energie.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 4, Mai 1981, S. 132

In der Arbeit wird ein System zur Umwandlung der mechanischen Energie der Windkraftmotoren mit variabler Drehzahl in elektrische Energie konstanter Frequenz sowie einige Merkmale dieses Motors, die beide im Automatiklabor der Polytechnischen Hochschule „Traian Vuia" aus Temeswar hergestellt wurden, vorgestellt.

DK 621.313.33.083.91

ASYNCHRONMOTOREN
PROJEKTIERUNG
RECHENPROGRAMM

Cristofor, R.: **Programmpaket zur Projektierung der dreiphasigen Asynchronmotoren mittels eines Elektronenrechners grosser Leistungsfähigkeit.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 4, Mai 1981, S. 136

Die Arbeit stellt ein Programmpaket für einen Elektronenrechner zwecks Projektierung einheitlicher Serien von

Asynchronmotoren mittlerer Leistung mit Kurzschlussläufer vor, wobei seine Struktur beschrieben wird und einige Diagramme angegeben werden.

DK 621.365.53.

INDUKTIONSOFEN
WANDERFELD

Fireţeanu, V.: **Elektrothermische und dynamische Vorgänge im dreiphasigen Induktionsofen mit Wanderfeld.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, Nr. 4, Mai 1981, S. 140

Im Artikel wird das elektromagnetische Feld im Tiegelinduktionsofen mit dreiphasigen Induktor bestimmt. Im Vergleich zu dem klassischen einphasigen Induktorschliesst die neue Variante die Symmetrierungsausrüstung im Verhältnis zum Drehstromnetz aus und übt zusätzliche dynamische Aktionen durch die senkrechte Antreibung des geschmolzenen Metalls in Richtung des Wanderfeldes aus. Diese Wirkung ist nützlich bei den Behandlungs-, Homogenisierungs- und bei den Entgasungsvorgängen der Metalle in flüssigen Zustand. Es wird ein Versuchsmodell und digitale Anwendungen zum Studium des Einflusses der Chargendimensionen und der Polteilung der Wicklungen auf das Eindringen des elektromagnetischen Feldes vorgestellt.

DK 621.313

TRANSFORMATOR
ASYMMETRISCHE LAST
BERECHUNG IN KOMPLEXEM GEBIET

Ghiţă, C.: **Elektrischer Drehstromtransformator bei Betrieb mit unausgeglichener Last.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, Nr. 4, Mai 1981, S. 144

In der Arbeit werden die Spannungen der Primär- und-Sekundärphase sowie die Ströme der Primär — und Sekundärphase bei seinen elektrischen Drehstromtransformator mit den Schaltschemen Y_{y_0} und D_{y_0} bestimmt, wobei der Leitungsprimärspannungen, die Transformator parameter und seine Lastparameter bekannt sind.

DK 681.3

STRIPLINE ZIRKULATOREN

Sajin, G.: **Stripline Zirkulatoren in Basis, 1,1 GHz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, S. 149

Die Arbeit beschreibt die Projektierung, die Aufbau und die Messmethode für die stripline Zirkulatoren und die Verwendung diesen Methoden bei der Herstellung in I.C.C.E. eines 1.1 GHz Zirkulator.

DK 621.8 : 621.314.

DREHRICHTER
STEUERSCHALTUNG

Lucanu, T. M., Munteanu, B. V.: **Steuerschaltung für einen beim umschaltbaren Antrieb der Walzwerkrollen verwendeten Drehrichter.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, Nr. 4, Mai 1981, S. 152

Es wird eine Steuerschaltung für einen Drehrichter, der beim umschaltbaren Antrieb der Rollen in Walzhütten verwendet wird, vorgestellt. Das Schema ist originell, wirtschaftlich und zuverlässig im Betrieb.

CONTENT

DC 621.38.001

DIPORT CIRCUIT
CONTROLLED SOURCES
TOPOLOGICAL FORMULAE

Preda, M., Dorobanţu, I., Iordache, M.: **Homogeneous parameter topological formulae and simplified determination of sign factors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 125

New topological formulae for the network functions of a diport circuit with controlled sources of any type, are developed. By means of a comparatively simple argument it is shown that the sign rule of the reduced number of main positive parts can be extended to also cover the homogeneous parameter topological formulae.

DC 621.311.24
621.314.267
621.311.52

WIND POWER STATIONS
FREQUENCY CONVERTERS
POWER ENGINEERING AUTOMATIZATIONS

Budişan, N.: **Automatic conversion system of wind motor mechanical power into electrical power.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 132

The paper describes a conversion system of variable-speed wind motor mechanical power into constant frequency electrical power, as well as some of its characteristics, developed in the Automatics Laboratory of the „Traian Vuia" Polytechnical Institute — Timişoara.

DC 621.313.33.083.91

ASYNCHRONOUS MOTORS
DESIGN
COMPUTER PROGRAM

Cristofor, R.: **Program package for three-phase asynchronous motors design by means of a high capacity electronic computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 136

The paper describes a computer program package for designing the unit series of short-circuited rotor average power asynchronous motors, the structure and certain diagrams being also described.

DC 621.365.53

INDUCTION FURNACE
PROGRESSIVE FIELD

Fireţeanu, V.: **Electro-thermal and dynamic phenomena in the progressive field three-phase induction furnace.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 140

The electromagnetic field in the crucible induction furnace provided with a three-phase inductor, is determined. As compared to the classical one phase inductor the new variant leaves out the symmetrization equipment relative to the three-phase network and performs additional dynamic functions by vertically pulling the melted metal in the direction of the progressive field. This effect is useful when treating, homogenizing and degasing metals in a liquid state. An experimental model and some numerical applications are presented, for studying the charge size influence, and that of the winding pole pitch upon the electromagnetic field penetration.

DC 621.313

TRANSFORMER
ASYMETRIC CHARGE
COMPLEX NUMBER CALCULATION

Ghiţă, C.: **Three-phase electrical transformer operating in unbalanced load conditions.**

EE.E.A. – **Electrotehnica 28**, nr. 4, mai 1981, p. 144

The paper determines the primary and secondary phase voltages, as well as the primary and secondary phase currents for a three-phase electrical transformer, having the circuit diagrams Y_{y_0} and D_{y_0}, the line primary voltages, the transformer parameters, and its load parameters being known.

DC 681.3

STRIPLINE CIRCULATORS

Sajin, G.: **Stripline circulators in a band of 1,1 GHz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 149

This paper presents the designig, producing and testing methods of the stripline circulators, with a concrete application in designing and realization of a circulator at 1.1 GHz

DC 621.8 : 621.314

THREE-PHASE INVERTER
CONTROL CIRCUIT

Lucanu, T. M., Munteanu, B. V.: **Control circuit for an inverter used in the reversible drive system of mill rollers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 152

A control circuit for a three-phase inverter used in the reversible drive system of mill rollers is described. It is an original, economical, and reliable control circuit.

REVIEWS

SOMMAIRE

CD 621.38.001

CIRCUIT DIPORT
SOURCES COMMANDÉES
FORMULES TOPOLOGIQUES

Preda, M., Dorobanțu, I., Iordache, M. : **Formules topologiques aux paramètres homogènes et la détermination simplifiée des facteurs de signe.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 125

Dans l'ouvrage on élabore des formules topologiques nouvelles pour les fonctions de réseau d'un circuit diport ayant des sources commandées de n'importe quel type. A l'aide d'une démonstration plus ou moins simple, on montre que la règle de signe du numéro réduit de parties principales positives peut etre employée aux formules topologiques aux paramètres homogènes.

CD 621.311.24
621.314.267
621.311.52

CENTRALES ÉOLIENNES
CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE
AUTOMATISATIONS DANS LE DOMAINE ÉNERGÉTIQUE

Budişan, N. : **Systeme automatisé de conversion de l'énergie mécanique des moteurs éoliens en énergie électrique.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 29**, nr. 4, mai 1981, p. 132

Dans l'ouvrage on présente un système de conversion de l'énergie mécanique des moteurs éoliens ayant le nombre de tours variables, en énergie électrique de fréquence constante, ainsi que certaines de ses caractéristiques. Ce système est réalisé dans la Laboratoire d'automatique de l'Institut Polytechnique ,,Traian Vuia'' de Timişoara.

CD 621.313.33.083.91

MOTEURS ASYNCHRONES
CONCEPTION
PROGRAMME DE CALCULATEUR

Cristofor, R. : **Paquet de programmes pour la conception des moteurs asynchrones triphasés à l'aide du calculateur électronique de grande capacité.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981,p. 136

L'ouvrage présente un paquet de programmes pour le calculateur, afin de concevoir des séries unitaires de moteurs asynchrones de moyenne puissance ayant le rotor en cage d'écureuil, tout en decrivant sa structure et donnant certaines diagrammes.

CD 621.365.53

FOUR À INDUCTION
CHAMP PROGRESSIF

Firețeanu, V. : **Phéomènes électrothermiques et dynamiques dans le four d'induction triphasé à champ progressif.**

E.E.A.– **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 140

Dans l'article on détermine le champ électromagnétique dans le four à induction à creuset, muni d'un inducteur triphasé. Par comparaison à l'inducteur classique monophasé, la nouvelle variante élimine l'équipement de symétrisation par rapport au réseau triphasé et exerce des actions dynamiques supplémentaires en entraînant verticalement le métal fondu dans le sens du champ progressif. Cet effet est utile pour les opérations de traitement, d'homogénéisation, de dégazage des métaux en phase liquide. On présente un modèle expérimental et des applications numériques pour l'étude de l'influence des dimensions de la charge et du pas polaire de l'enroulement sur la pénétration du champ électromagnétique.

CD 621.313

TRANSFORMATEUR
CHARGE ASYMÉTRIQUE
CALCUL AUX VALEURS COMPLEXES

Ghiță, G. : **Le transformateur électrique triphasé fonctionnant en charge déséquilibrée.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 144

Dans l'ouvrage on détermine les tensions de phase primaires et secondaires ainsi que les courants de phase primaires et secondaires pour un transformateur électrique triphasé, ayant les schemas de connexion Y_{y_0} et D_{y_0}, et connaissant les tensions primaires de ligne, les paramètres du transformateur et les paramètres de sa charge.

CD 681.3

CIRCULATEUR STRIPLINE

Sajin, G. : **Circulateurs stripline dans la bande de frequences de 1,1 GHz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 149

L'article presente la methode de projection, d'execution et de l'essai du circulateurs stripline, avec une application concrète dans la projection et la realization à I.C.C.E. d'un circulateur dans la bande de frequences de 1.1 GHz.

CD 621.8 : 621.314

INVERTEUR TRIPHASÉ
SCHÉMA DE COMMANDE

Lucanu, T. M., Munteanu, B. V. : **Schéma de commande pour un inverteur employé pour l'entraînement reversible des galets des lamineurs.**

E.E.A. **Electrotehnica 29**, nr. 4, mai 1981, p. 152

On présente un schéma de commande pour un inverteur triphasé employé pour l'entraînement reversible des galets des lamineurs. Le schéma est original, économique et fiable en ce qui concerne le fonctionnement.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.38.001

CIRCUIT DIPORT
SURSE COMANDATE
FORMULE TOPOLOGICE

Formulele topologice cu parametri omogeni şi determinarea simplificată a factorilor de semn

MARIUS PREDA, IOANA DOROBANŢU, MIHAI IORDACHE * — BUCUREŞTI

Introducere

În lucrarea [1] se propune o tratare topologică unitară a circuitelor cu orice fel de surse comandate, pornindu-se de la descrierea surselor de tensiune comandate de curent prin acelaşi parametru (Y) ca şi sursele de curent comandate de tensiune $\left(E_c = \frac{1}{Y} I_c\right)$.

Pentru celelalte tipuri de surse comandate se alcătuiesc scheme echivalente cu două surse comandate: o sursă de curent comandată de tensiune şi o sursă de tensiune comandată de curent legate în cascadă, ambele caracterizate în admitanţă.

Termenii care intervin în formula topologică dedusă în [1] sînt (ca şi în alte lucrări publicate anterior) perechi de arbori comuni în două grafe ataşate circuitului considerat: un graf de curent (G_I) şi un graf de tensiune (G_U).

În prezenta lucrare se propune aplicarea consecventă a ideii de bază din [1] şi pentru sursa comandată de reacţie corespunzătoare diportului intrare-ieşire (astfel încît să nu mai fie necesară efectuarea pasivizării acestei surse comandate). De asemenea, printr-o demonstraţie relativ simplă se arată că regula de semn a numărului redus de părţi principale pozitive [2] se poate extinde şi la determinarea semnului termenilor din formulele topologice cu parametri omogeni, ceea ce aduce importante simplificări în calcul, comparativ cu utilizarea algoritmului lui Mayeda de determinare a factorului de semn [3].

1. Noi formule topologice cu parametri omogeni

Fie un circuit (©) conţinînd orice fel de surse comandate şi elemente dipolare pasive R, L, C.

* Institutul politehnic — Bucureşti.

În figurile 1b şi 2b sînt reprezentate grafele de curent şi de tensiune pentru sursa de curent comandată de tensiune ($J_c = YU_C$) şi, respectiv, pentru sursa de tensiune comandată de curent $\left(E_c = ZI_C = \frac{1}{Y} I_C\right)$.

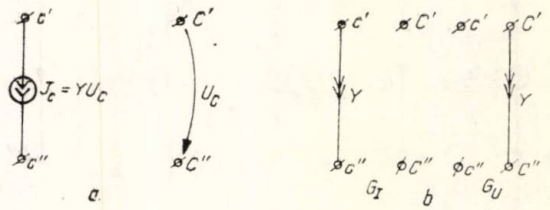


Fig. 1

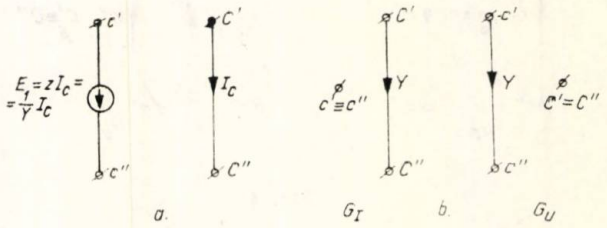


Fig. 2

Pentru a distinge în grafele G_I şi G_U laturile surselor de curent comandate în tensiune de laturile surselor de tensiune comandate de curent, primelor li se ataşează două săgeţi (>>), iar celorlalte cîte o singură săgeată (>), care indică în acelaşi timp sensul laturilor din cele două grafe.

În figurile 3b şi 4b sînt reprezentate schemele echivalente cu surse de curent comandate în curent (legate în cascadă) pentru sursa de tensiune comandată de tensiune ($E_c = A_U U_C$) şi respectiv, pentru sursa de curent comandată în curent ($J_c = A_I I_C$), iar în figurile 3c şi 4c sînt reprezentate grafele de curent şi de tensiune corespunzătoare acestor două tipuri de surse.

Se observă că în schemele echivalente din figurile 3b și 4b, respectiv în grafele G_I și G_U, corespunzătoare acestora (fig. 3c, 4c), apare cîte un nod în plus (fie el n'') față de numărul de noduri al circuitului considerat inițial (n' este un nod oarecare al circuitului).

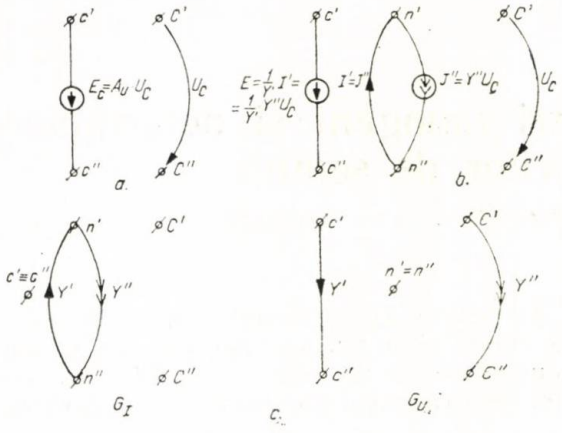


Fig. 3

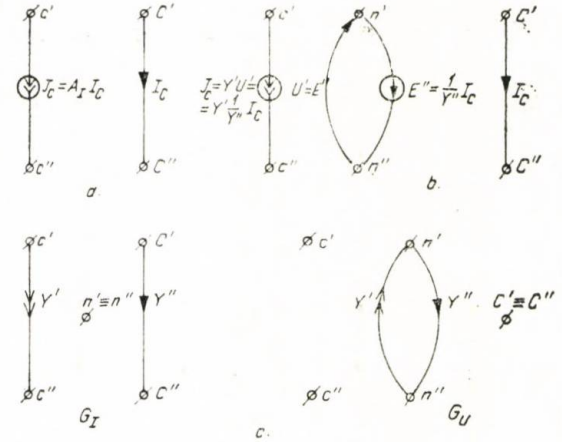


Fig. 4

Aceasta implică de la început obligativitatea ca fiecare arbore comun care intervine în formulele topologice ce exprimă funcții de rețea ale circiutului, să conțină cîte una și numai una dintre laturile de admitanțe Y' și Y'' (nu amîndouă, deoarece într-unul din cele două grafe ele formează o buclă).

a. *Deducerea formulei topologice pentru impedanța de transfer*

Circuitul ($\mathcal{C}$) considerat, pentru care se determină impedanța de transfer $Z_{ei} = \dfrac{U_e}{J_i}$, se consideră completat la intrare cu o sursă de curent comandată de tensiunea de ieșire : $J_i = \dfrac{1}{Z_{ei}} U_e = Y_{ei} U_e$ (sursă de reacție) (fig. 5a).

Grafele de curent și de tensiune corespunzătoare circuitului completat cu sursa comandată de reacție sînt cele din figura 5b.

Ecuația în potențiale la noduri pentru circuitul completat cu sursa de reacție este o ecuație matriceală omogenă care are o soluție nenulă numai dacă determinantul ei Δ este nul.

Pe de altă parte Δ este egal cu suma valorilor perechilor de arbori comuni în cele două grafe G_I și G_U.

Înlocuind transmitanța Y_{ei} a sursei de reacție în graf cu o transmitanță adimensională egală cu unitatea se obțin grafele G_{1_I} și G_{1_U} din figura 6, iar determinantul Δ se poate descompune în două componente aditive :

$$\Delta = Y_{ei} A_{c_1} + A_{f_1} = 0,$$

unde :

- A_{c_1} este suma valorilor perechilor de arbori comuni ai celor două grafe G_{1_I} și G_{1_U}, care conțin latura unitate (1_i, 1_e) atașată diportului intrare-ieșire ;
- A_{f_1} — suma valorilor perechilor de arbori comuni care nu conțin latura unitate (1_i, 1_e).

Se obține pentru impedanța de transfer următoarea formulă topologică :

$$Z_{ei} = \frac{1}{Y_{ei}} = -\frac{A_{c_1}}{A_{f_1}}. \qquad (1)$$

b. *Deducerea formulei topologice pentru admitanța de transfer*

Circuitul ($\mathcal{C}$) pentru care se determină admitanța de transfer $Y_{ei} = \dfrac{I_e}{E_i}$ se consideră com-

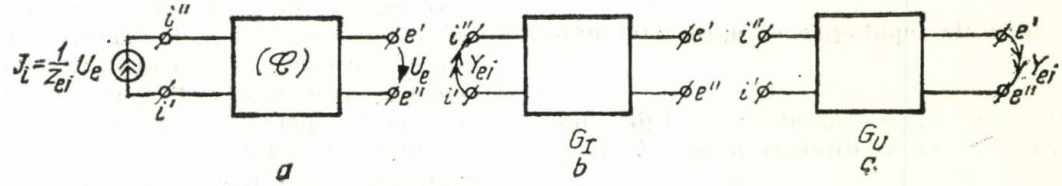


Fig. 5

pletat la intrare cu o sursă de tensiune comandată de curentul de ieșire : $E_i = \frac{1}{Y_{ei}} I_e$ (fig. 7a).

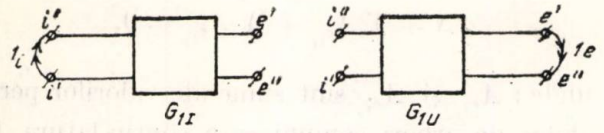


Fig. 6

a avea la intrare o sursă de tensiune comandată de tensiunea de ieșire : $E_i = \frac{1}{A_{U_{ei}}} U_e$ (fig. 9a).

Punînd : $A_{U_{ei}} = \frac{Y_i}{Y_e}$, deci $E_i = \frac{1}{Y_i} Y_e U_e$, pentru sursa comandată de reacție se alcătuiește schema echivalentă cu două surse comandate : o sursă de tensiune comandată de curent și o sursă de curent comandată de tensiune, legate în cascadă (fig. 9b) ; m' este un nod

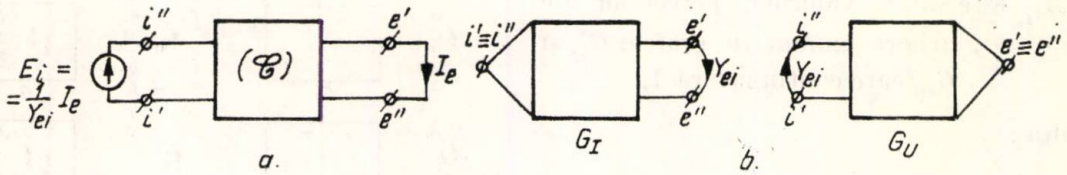


Fig. 7

Grafele de curent G_I și de tensiune G_U ale circuitului completat cu sursa de reacție sînt cele din figura 7b.

Din condiția ca determinantul Δ al ecuației matriceale omogene în potențiale la noduri, scrise pentru circuitul completat cu sursa de reacție, să fie nul, rezultă :

$$\Delta = Y_{ei} A_{c_1} + A_{f_1} = 0,$$

unde : A_{c_1} este suma valorilor perechilor de arbori comuni în grafele G_{1_I} și G_{1_U}, reprezentate în figura 8a și b, care conțin latura unitate atașată diportului intrare-ieșire ;

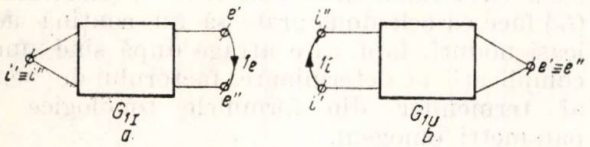


Fig. 8

Af_1 — suma valorilor perechilor de arbori comuni în grafele G_{1_I} și G_{1_U} din figura 8a și b, care nu conțin latura unitate atașată diportului intrare — ieșire.

Pentru admitanța de transfer rezultă formula topologică :

$$Y_{ei} = -\frac{A_{f_1}}{A_{c_1}}. \qquad (2)$$

c. Deducerea formulei topologice pentru amplificarea în tensiune

Circuitul (©) pentru care se determină amplificarea în tensiune $A_{U_{ei}} = \frac{U_e}{E_i}$ se consideră oarecare al circuitului, iar m'' un nod introdus în plus.

Grafele de curent G_I și de tensiune G_U pentru circuitul din figura 9b sînt cele din figura 10a.

Se observă că, din cauza nodului nou introdus (m'') prin legarea în cascadă a celor două surse comandate, perechile de arbori comuni în cele două grafe G_I și G_U trebuie să conțină cîte una și numai una dintre laturile din graf de transmitanțe Y_i și Y_e (nu amîndouă, deoarece în G_I ele formează o buclă).

Înlocuind transmitanțele Y_i și Y_e cu transmitanțe adimensionale egale cu unitatea (fie ele 1_i și respectiv 1_e) se obțin grafele G_{1I} și

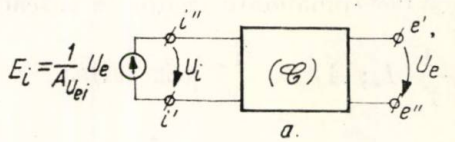


Fig. 9

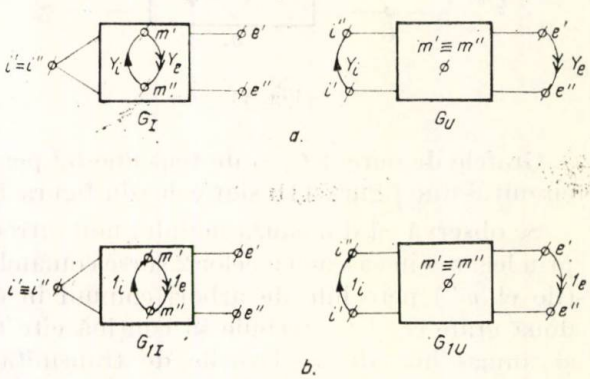


Fig. 10

G_{1_U} din figura 10b, iar determinantul matricei admitanțelor nodurilor se poate descompune astfel:

$$\Delta = Y_i A_{c_{1_i}} + Y_e A_{c_{1_e}} = 0,$$

unde:

$A_{c_{1_i}}$ este suma valorilor perechilor de arbori comuni ai grafelor G_{1_I} și G_{1_U} care conțin latura 1_i;

$A_{c_{1_e}}$ este suma valorilor perechilor de arbori comuni în grafele G_{1_I} și G_{1_U} care conțin latura 1_e.

Rezultă:

$$A_{U_{ei}} = \frac{Y_i}{Y_e} = -\frac{A_{c_{1_e}}}{A_{c_{1_i}}}. \qquad (3)$$

d. Deducerea formulei topologice pentru amplificarea în curent

Circuitul pentru care se determină amplificarea în curent $A_{I_{ei}} = \frac{I_e}{J_i}$ se consideră a avea la intrare o sursă de curent comandată de curent: $J_i = \frac{1}{A_{I_{ei}}} I_e$ (fig. 11a), care la rîndul ei, se reprezintă după cum s-a arătat deja, printr-o schemă echivalentă alcătuită din două surse comandate legate în cascadă $\left(J_i = Y_i \frac{1}{Y_e} I_e;\ A_{I_{ei}} = \frac{Y_e}{Y_i} \right)$ (fig. 11b).

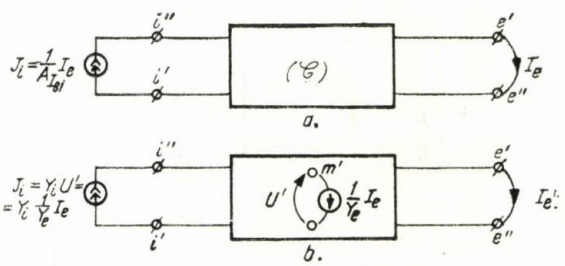


Fig. 11

Grafele de curent G_I și de tensiune G_U pentru circuitul din figura 11b sînt cele din figura 12a.

Se observă că din cauza nodului nou introdus prin legarea în cascadă a celor 2 surse comandate (fie el m'') perechile de arbori comuni în cele două grafe G_I și G_U trebuie să conțină cîte una și numai una dintre laturile de transmitanțe Y_i și Y_e. Înlocuind transmitanțele Y_i și Y_e cu transmitanțe adimensionale egale cu unitatea (fie cele 1_i și 1_e) se obțin grafele G_{1_I} și G_{1_U} din figura 12b, iar determinantul matricei admitanțelor nodurilor se poate descompune astfel:

$$\Delta = Y_i A_{c_{1_i}} + Y_e A_{c_{1_e}} = 0,$$

unde: $A_{c_{1_i}}$ și $A_{c_{1_e}}$ sînt sume ale valorilor perechilor de arbori comuni care conțin latura 1_i, respectiv latura 1_e.

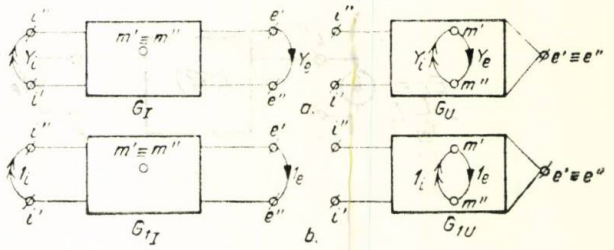


Fig. 12

Pentru factorul de amplificare în curent rezultă formula topologică:

$$A_{I_{ei}} = \frac{Y_e}{Y_i} = -\frac{A_{c_{1_i}}}{A_{c_{1_e}}}. \qquad (4)$$

2. Extindere a metodei numărului redus de părți principale pozitive la determinarea factorului de semn în formulele topologice cu parametri omogeni

Modul de alcătuire a celor două grafe pentru o sursă de tensiune comandată de curent (scurtcircuitarea unor noduri în G_I și a altora în G_U) face ca cele două grafe să nu conțină aceleași noduri, fapt care atrage după sine unele complicații în determinarea factorului de semn al termenilor din formulele topologice cu parametri omogeni.

În cele ce urmează se arată că dacă o pereche de arbori comuni (alcătuită din arborii: $\mathcal{A}_I$ și $\mathcal{A}_U$) conține parametrul Y al unei surse de tensiune comandate de curent, factorul de semn al acesteia se determină aplicînd metoda numărului redus de părți principale pozitive pentru arborii $\mathcal{A}'_I$, $\mathcal{A}'_U$ obținuți din cei inițiali prin scurtcircuitarea laturii Y atît în G_I, cît și în G_U (fig. 13). Cu alte cuvinte, această latură conținută în perechea de arbori comuni nu contribuie la semnul perechii de arbori comuni respective.

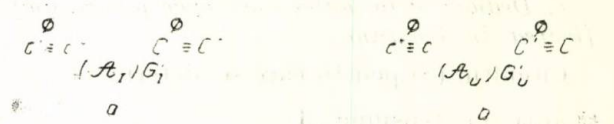


Fig. 13

Dacă o pereche de arbori comuni $\mathcal{A}_I$ și $\mathcal{A}_U$ nu conține parametrul Y al unei surse de tensiune comandate de curent, factorul de semn al acesteia se determină aplicînd metoda părților principale pozitive pentru arborii $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$ obținuți din $\mathcal{A}_I$ și $\mathcal{A}_U$ prin despicarea nodurilor c', c'' în G_I și a nodurilor C', C'' în G_U și introducerea între aceste noduri a laturii Y (fig. 14).

Cu alte cuvinte, la determinarea semnului perechii de arbori comuni intervine în acest caz latura Y neconținută, cu poziția ei din graful complementar.

În demonstrație se consideră mai întîi cazul sursei de tensiune comandate de curent cu latura ei de transmitanță Y conținută în perechea de arbori comuni, al cărei factor de semn trebuie determinat.

Se adoptă o anumită convenție de numerotare a nodurilor și anume se notează cu A nodurile C'' în G_I și c'' în G_U (fig. 15).

Fig. 14

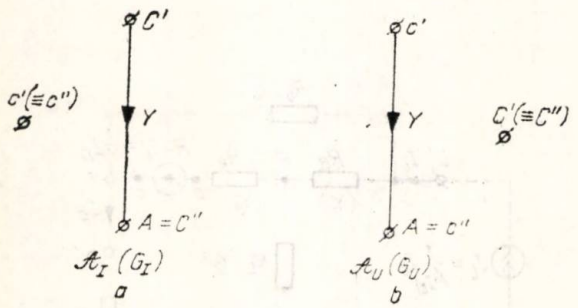


Fig. 15

Se observă că determinantul Δ_I (al matricei de incidență laturi-noduri) corespunzător arborelui $\mathcal{A}_I$, conține pe coloana atașată laturii $Y(l_Y)$ elementele : 1 pe linia corespunzătoare nodului C' și -1 pe linia corespunzătoare nodului A, iar în rest zerouri :

G_I	
	l_Y
$c'(\equiv c'')$	
C'	1
$A = C''$	-1

Analog, determinantul Δ_U (al matricei de incidență laturi-noduri) corespunzător arborelui $\mathcal{A}_U$, conține pe coloana laturii Y (l_Y) elementele : 1 pe linia corespunzătoare nodului c' și -1 pe linia corespunzătoare nodului A, și în rest zerouri :

G_U	
	l_Y
c'	1
$C'\ (\equiv C'')$	
$A = c''$	-1

Adunînd linia A la linia C' în Δ_I și la linia c' în Δ_U, pe coloana laturii Y a celor doi determinanți rămîne un singur element nenul (-1) pe linia corespunzătoare nodului A.

Dezvoltînd cei doi determinanți după linia A se obține :

$$\Delta_I = (-1)(-1)^{A+l_Y}\Delta'_I,$$

$$\Delta_U = (-1)(-1)^{A+l_Y}\Delta'_U.$$

Se observă că cei doi determinanți Δ'_I și Δ'_U sînt determinanții matricei de incidență laturi — noduri, atașați arborilor $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$ obținuți din $\mathcal{A}_I$ și $\mathcal{A}_U$ prin eliminarea laturii Y și scurtcircuitarea nodurilor ei atît în G_I cît și în G_U (conțin numai liniile $c'(\equiv c'')$ și $C'(\equiv C'')$ și nu mai conțin coloana corespunzătoare laturii Y).

Factorul de semn al perechii de arbori comuni inițiale ce conține parametrul Y al unei surse de tensiune comandate de curent se poate exprima astfel :

$$\varepsilon = \Delta_I \cdot \Delta_U = 1 \cdot \Delta'_I \cdot \Delta'_U = \varepsilon',$$

ε' fiind factorul de semn al perechii de arbori comuni obținute din cea inițială prin eliminarea laturii Y a sursei de tensiune comandate de curent și scurtcircuitarea nodurilor ei (fig. 13).

Fie, în continuare, cazul sursei de tensiune comandate de curent, cu parametrul ei Y neconținut în perechea de arbori comuni al cărei factor de semn trebuie determinat.

În acest caz se pornește de la arborii $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$ obținuți din $\mathcal{A}_I$ și $\mathcal{A}_U$ prin despicarea nodului $c' \equiv c''$ în G_I și a nodului $C' \equiv C''$ în G_U și introducerea între cele două noduri obținute (c' și c'', respectiv C' și C'') a laturii Y, ca în figura 14.

Celor doi arbori le corespund determinanții Δ'_I și Δ'_U ai matricelor de incidență laturi-

noduri, care conțin liniile corespunzătoare nodurilor c', c'', C' și C'' și coloana corespunzătoare laturii Y (l_Y):

G_I	
l_Y	
c'	1
c''	−1
C'	
C''	

;

G_U	
U	l_Y
c'	
c''	
C'	1
C''	−1

Matricele de incidență ale celor două grafe s-au format astfel încît nodurile c', c'', C', C'' să se găsească în aceeași poziție în Δ'_I și Δ'_U.

Folosind un procedeu analog cu cel utilizat anterior, rezultă următoarele relații între determinanții al căror produs dă factorul de semn:

$$\Delta'_I = (-1)(-1)^{l_Y+c''} \cdot \Delta_I,$$

$$\Delta'_U = (-1)(-1)^{l_Y+C''} \cdot \Delta_U,$$

unde Δ_I se observă că este determinantul corespunzător arborelui inițial $\mathcal{A}_I$ în care nodurile c' și c'' erau scurtcircuitate, iar C' și C'' în gol, iar Δ_U — determinantul corespunzător arborelui inițial $\mathcal{A}_U$ în care nodurile C' și C'' erau scurtcircuitate, iar c' și c'' în gol.

Factorul de semn ε' al perechii de arbori comuni alcătuită din arbori $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$ este dat de produsul:

$$\varepsilon' = \Delta'_I \cdot \Delta'_U = (-1)^{2l_Y+c''+C''} \cdot \Delta_I \Delta_U =$$

$$= (-1)^{2l_Y+c''+C''} \cdot \varepsilon,$$

unde ε este factorul de semn al perechii inițiale de arbori comuni.

Exprimînd pe c'' și C'' în funcție de c', lucru posibil întrucît în ambii determinanți diferența de poziție între c', c'' și C'' este aceeași (conform ipotezei de notare a nodurilor), se obține:

$$c'' = c' + 1,$$

$$C'' = c' + 3.$$

Deci:

$$\varepsilon' = (-1)^{2l_Y+2c'+4} \cdot \varepsilon = \varepsilon,$$

ceea ce era de demonstrat.

Rezultatul obținut este condiționat de convenția adoptată la notarea nodurilor. Este evident că orice convenție de notare a nodurilor nu schimbă în final expresia funcției de circuit, ci poate doar afecta în același mod numitorul și numărătorul funcției de circuit care nu depind de numerotarea nodurilor).

3. Aplicație

Utilizînd metoda topologică cu parametri omogeni, se cere să se determine factorul de amplificare în curent: $A_{I_{ei}} = \frac{I_e}{I_i}$, la frecvențe joase, pentru etajul de amplificare cu reacție din figura 16a, a cărui schemă echivalentă cu sursă de tensiune comandată de curent este reprezentată în figura 16b. Circuitul din figura 16b este completat la intrare cu o sursă de curent comandată de curentul de ieșire (sursa de reacție) [3].

Pentru determinarea amplificării în curent cerută se va folosi formula topologică (4).

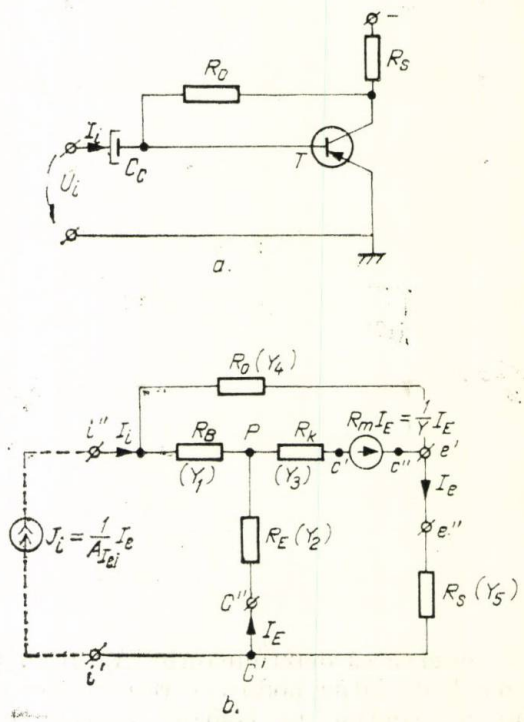


Fig. 16

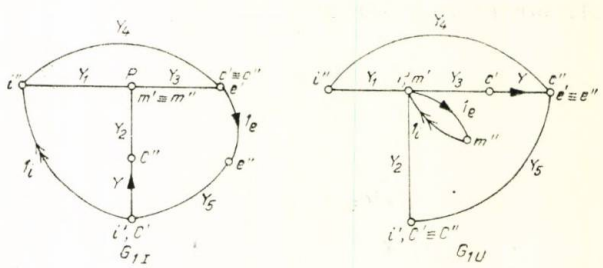


Fig. 17

Grafele de curent (G_{1_I}) și de tensiune (G_{1_U}) ale circuitului din figura 16b sînt cele din figura 17a și respectiv b.

Conform formulei (4) la numărătorul funcției de rețea cerute intervin perechile de arbori comune din grafele G_{1_I} și G_{1_U} care conțin latura 1_i. Acestea (valorile lor) sînt :

$$1_iYY_2Y_4Y_5, \quad 1_iYY_1Y_4Y_5, \quad 1_iYY_3Y_4Y_5,$$
$$1_iYY_1Y_3Y_5, \quad 1_iY_2Y_3Y_4Y_5, \quad 1_iY_1Y_2Y_3Y_5.$$

Termenii de la numitor sînt perechile de arbori comuni din grafele G_{1_I} și G_{1_U}, care conțin latura 1_e. Acestea (valorile lor) sînt :

$$1_eYY_2Y_3Y_4, \quad 1_eYY_1Y_2Y_4, \quad 1_eYY_1Y_2Y_3,$$
$$1_eYY_3Y_4Y_5, \quad 1_eYY_2Y_4Y_5,$$
$$1_eYY_1Y_3Y_5, \quad 1_eYY_1Y_2Y_5,$$
$$1_eYY_1Y_4Y_5, \quad 1_eY_2Y_3Y_4Y_5, \quad 1_eY_1Y_2Y_3Y_5.$$

Primii patru termeni de la numărător conțin latura activă 1_i (care, provenind de la o sursă de curent comandată de tensiune, nu aduce nici o complicație în ceea ce privește factorul de semn), și latura activă Y (care, fiind de la o sursă de tensiune comandată de curent, nu contribuie la semn, scurtcircuitîndu-se, și nu conțin latura activă 1_e (de la o sursă de tensiune comandată de curent), care va contribui la stabilirea factorului de semn al acestor termeni.

În figura 18a și b sînt reprezentați arborii (modificați) $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$, cu ajutorul cărora se determină factorul de semn al perechii de arbori comuni : $1_iYY_2Y_4Y_5$. Avînd un singur ciclu de părți principale $c_1 = (\mathrm{I, II})$, în care numărul de părți principale pozitive este nul : $p_+ = 0$, deci numărul redus de părți principale pozitive este : $p_{+r} = -1$, rezultă :

$$\varepsilon_{1_iYY_2Y_4Y_5} = (-1)^{-1} = -1.$$

Ceilalți trei termeni $1_iYY_1Y_4Y_5$, $1_iYY_3Y_4Y_5$, $1_iYY_1Y_3Y_5$ au de asemenea factorul de semn : -1.

Ultimii doi termeni de la numărător conțin latura activă 1_i, dar nu conțin laturile 1_e și Y, care vor contribui astfel la stabilirea factorului de semn.

În figura 19a și b sînt reprezentanți arborii (modificați) $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$ utilizați pentru determinarea factorului de semn al perechii de arbori comuni $1_iY_2Y_3Y_4Y_5$. În acest caz se observă că sînt două cicluri de părți principale : $c_1 = (\mathrm{I, II})$, $c_2 = (\mathrm{III})$, pentru care : $p_{+1} = 0$, $p_{+1_r} = -1$, $p_{+2} = 0$, $p_{+2_r} = -1$, deci : $p_{+r} = -1-1 = -2$, iar : $\varepsilon_{1_iY_2Y_3Y_4Y_5} = (-1)^{-2} = 1$.

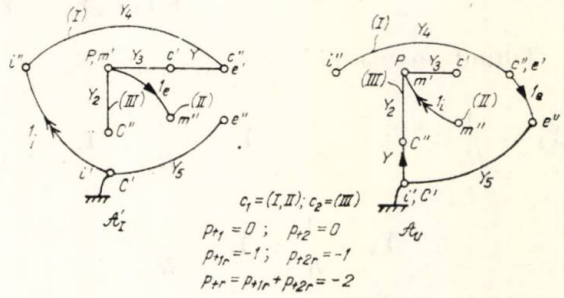


Fig. 19

Factorul de semn al perechii de arbori comuni $1_iY_1Y_2Y_3Y_5$ rezultat, este, de asemenea, $+1$.

Analog se determină factorul de semn al perechilor de arbori comuni de la numitor.

În figura 20a și b sînt reprezentați arborii (modificați) $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$, utilizați pentru determinarea factorului de semn al perechii de arbori comuni de valoare $1_eYY_2Y_3Y_4$, care, conținînd ambele laturi active provenite de la sursele de tensiune comandate de curent, laturi ce se elimină prin scurtcircuitare, au factorul de semn $+1$.

În figura 21a și b sînt reprezentați arborii (modificați) $\mathcal{A}'_I$ și $\mathcal{A}'_U$, utilizați pentru determinarea factorului de semn al perechii de arbori comuni de valoare $1_eY_2Y_3Y_4Y_5$, care nu conține latura activă Y și pentru care rezultă un factor de semn, egal cu -1.

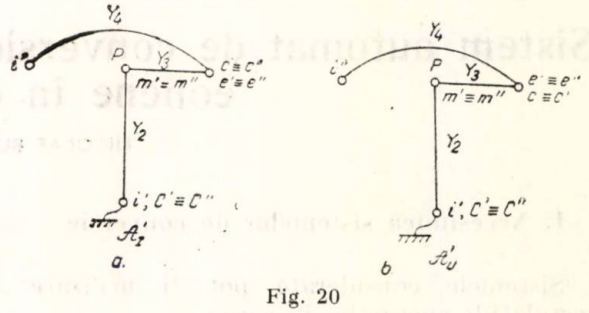


Fig. 20

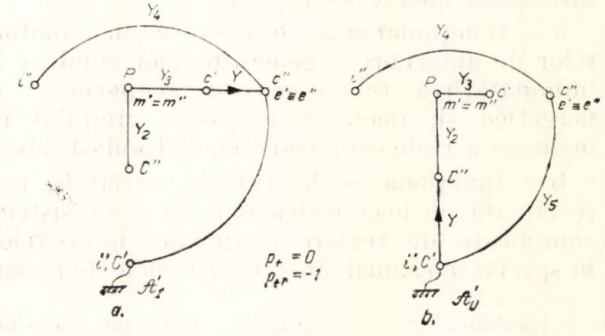


Fig. 21

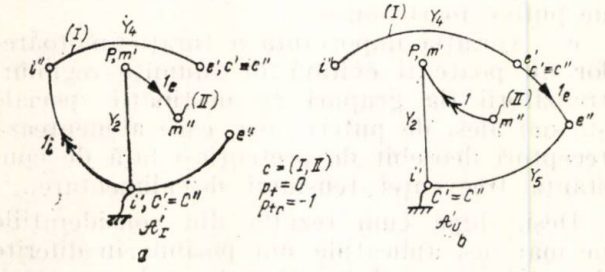


Fig. 18

Rezultă :

$$A_{I_{ei}} = -\frac{A_{e_{1_i}}}{A_{e_{1_e}}} = -\frac{-YY_2Y_4Y_5 - YY_1Y_4Y_5 - YY_3Y_4Y_5 - YY_1Y_3Y_5 + Y_2Y_3Y_4Y_5 + Y_1Y_2Y_3Y_5}{YY_2Y_3Y_4 + YY_1Y_2Y_4 + YY_1Y_2Y_3 + YY_3Y_4Y_5 + YY_2Y_4Y_5 + YY_1Y_3Y_5 + YY_1Y_2Y_5 + YY_1Y_4Y_5 - Y_2Y_3Y_4Y_5 - Y_1Y_2Y_3Y_5}$$

Ținînd seama că :

$$Y_1 = \frac{1}{R_B};\quad Y_2 = \frac{1}{R_E};\quad Y_3 = \frac{1}{R_K};\quad Y_4 = \frac{1}{R_0};$$

$$Y_5 = \frac{1}{R_S};\quad Y = \frac{1}{R_m},$$

rezultă, în final :

$$A_{I_{ei}} = \frac{R_k(R_B+R_E)-(R_0+R_B)(R_m-R_E)}{(R_B+R_0+R_k)R_S+(R_0+R_B)(R_E+R_k-R_m)+R_kR_E}$$

4. Concluzii

Aplicarea consecventă a ideii din lucrarea [1] și la sursele comandate de reacție, permite evitarea procedeului de pasivizare a acestor surse, folosit în lucrările [1], [3].

Renunțarea la procedeul pasivizării pentru sursa corespunzătoare diportului intrare-ieșire, conduce la diversificarea expresiilor formulelor topologice după natura funcțiilor de rețea cerute.

Factorul de semn al termenilor din formulele topologice cu parametri omogeni poate fi determinat, așa cum se arată în prezenta lucrare, folosind algoritmi simplificați, mai eficienți (cum este metoda numărului redus de părți principale pozitive).

Bibliografie

[1] *Iordache, M.* Generalization of the topological formulas with homogeneous parameters. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrot. et Energ., nr. 4, 1980.
[2] *Preda, M.* A symplified way of determining the sign of common tree values in current and voltage graphs. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrot. et Energ., vol. **19**, 1974.
[3] *Preda, M., Dorobanțu, I.* General method to determine network functions using directed graphs, In : Rev. roum.Sci. Techn. Electrot. et Energ. vol. **19**, 1974.
[4] *Preda, M., Cristea, P., Dorobanțu, I.* Analiza topologică a circuitelor electrice, București, Ed. tehnică, 1979.

CZ 621.311.24
621.314.267
631.311-52

CENTRALE EOLIENE
CONVERTIZOARE DE FRECVENȚĂ
AUTOMATIZĂRI ÎN ENERGETICĂ

Sistem automat de conversie a energiei mecanice a motoarelor eoliene în energie electrică

NICOLAE BUDIȘAN * — TIMIȘOARA

1. Necesitatea sistemelor de conversie

Sistemele considerate pot fi utilizate în instalațiile energetice în care :

a — funcționarea la turație variabilă a motoarelor de antrenare a generatoarelor conduce la îmbunătățirea randamentelor grupurilor energetice și, deci, la creșterea gradului de utilizare a resurselor (eoliană, hidraulică etc.);

b — funcționarea la turație variabilă este reclamată de necesitatea evitării unor sisteme complicate de reglare a turației motoarelor, în special în cazurile în care sistemele de reglare reduc într-o măsură importantă fiabilitatea acestora (ceea ce se manifestă pregnant la motoarele eoliene), respectiv complică foarte mult construcția sau nu sînt posibile, cum este cazul sistemelor de reglare a unghiului de așezare a paletelor rotorice la turbinele hidraulice de putere foarte mică ;

c — variația importantă a turației motoarelor nu poate fi evitată în anumite regimuri tranzitorii (la grupuri cu destinații speciale și, mai ales, de puteri mici, care alimentează receptori deosebit de pretențioși față de constanța frecvenței tensiunii de alimentare).

Deși, după cum rezultă din considerațiile de mai sus, aplicațiile sînt posibile în diferite domenii, cercetările care fac obiectul prezentării

* Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

de față au urmărit elaborarea unui sistem de conversie destinat funcționării în cadrul centralelor eoliene.

Literatura de specialitate [1] menționează că, în cazul motoarelor eoliene, paletele reglabile constituie un subansamblu cu o fiabilitate extrem de scăzută, datorită complicațiilor constructive, la dimensiunile mari ale acestora și datorită caracterului pulsatoriu al curenților de aer care determină o solicitare variabilă și vibrații ale paletelor (solicitare la oboseală). Avînd în vedere fiabilitatea redusă a paletelor reglabile, se dorește utilizarea unor motoare cu palete fixe. Acestea însă, pentru a funcționa la parametrii energetici optimi, este necesar a funcționa la turație variabilă, valorile optime ale acesteia depinzînd de viteza vîntului [2]. Funcționarea la turație variabilă face necesară prezența unui sistem de conversie, corespunzător, a energiei mecanice la turație variabilă în energie electrică de frecvență constantă.

2. Structura sistemului de conversie cu convertizor static

Convertizorul static constă dintr-un redresor necomandat, realizat cu diode semiconductoare și un invertor comandat, realizat cu tiristoare. Schema principială a sistemului de conversie, experimentat la Laboratorul de automatică al IPTVT, este reprezentată în figura 1, alături

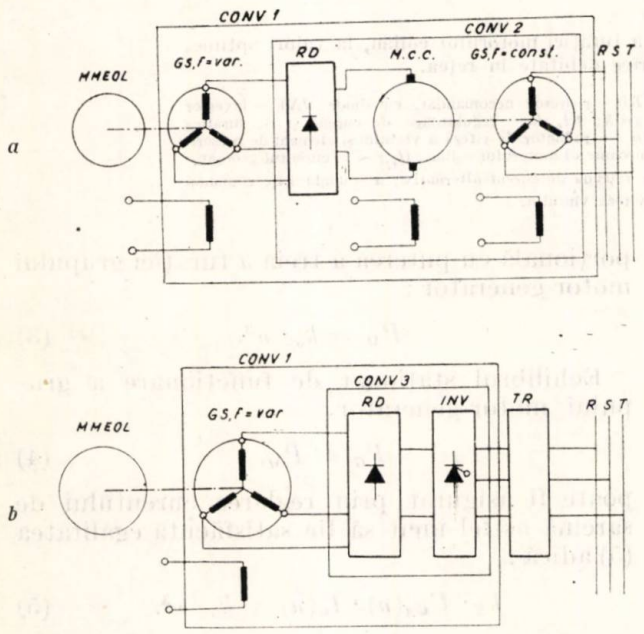


Fig. 1. Sisteme de conversie a energiei mecanice, la turație variabilă, în energie electrică, de frecvență constantă:

a — cu convertizor cu mașini electrice, *b* — cu convertizor static cu tiristoare.
Notații: *MMEOL* — modelul motorului eolian; *CONV* 1 — convertizor al energiei mecanice în energie electrică; *CONV* 2 — convertizor de frecvență variabilă în frecvență constantă, realizat cu mașini electrice; *CONV* 3 — convertizor static de frecvență variabilă în frecvență constantă, realizat cu dispozitive semiconductoare; *GS*, *f* = var — generator sincron de turație și frecvență variabile; *RD* — redresor, *Mcc* — motor c.c. cu turație constantă; *GS*, *f* = const. — generator sincron cu turație și frecvență constante; *INV* — invertor neautonom, comandat, *TR* — transformator, *RST* — rețeaua de c.a.

de sistemul de conversie cu mașini electrice rotative care, la timpul său, s-a dovedit necompetitiv, datorită randamentului său scăzut [1].

3. Motivarea tehnică a soluției

Avînd în vedere performanțele tehnice și fiabilitatea pe care echipamentele cu elemente semiconductoare de putere le au în prezent, s-a considerat, și încercările noastre au confirmat, că soluția cu convertizor static (CONV 3) poate asigura, la puterea considerată $P_N = 5\text{kW}$, în condițiile funcționării în regimurile impuse de antrenarea lui cu un motor eolian nereglabil cu $n \approx (0{,}5 - 1)\, n_N$, un randament (exclusiv randamentul transformatorului) cuprins în limitele $\eta_{CONV} \approx 0{,}72 - (> 0{,}9)$ (este posibilă funcționarea și la turații mai mici decît cele la care s-au făcut încercările, în acest caz însă, randamentul scade și mai mult), față de randamentul unui convertizor cu mașini rotative (redresor-motor c.c. — generator sincron) care, la puterea nominală considerată, ar putea asigura, la turația nominală, un randament de numai $\eta_N \approx 0{,}72$, diferența mare păstrîndu-se și la turațiile mai mici decît cea nominală.

Experiențele efectuate de autori au fost făcute cu un generator sincron și un convertizor avînd puterile nominale de 5kVA. La puteri mai mari, este de așteptat o creștere a randamentului convertizorului static spre valori apropiate de unitate, în timp ce randamentul convertizorului cu mașini electrice crește, la puteri de circa 1—2MVA, numai la o valoare de aproximativ 0,86, avantajul rămînînd, și la puteri mai mari, de partea sistemului static de conversie.

În aplicațiile avute în vedere pot fi folosite, cu unele adaptări, convertizoarele statice produse de către întreprinderea Electrotehnica — București, cu puteri de 6 — 3 600 kW, ceea ce cuprinde gama de puteri a centralelor eoliene.

5. Reglarea automată a sistemului de conversie

Sistemul de conversie preconizat reclamă mai multe subsisteme de reglare automată și anume: reglarea adaptivă a turației motorului eolian, reglarea tensiunii de alimentare, dinspre rețeaua generală de curent alternativ, a invertorului și reglarea tensiunii generatorului.

4.1. Reglarea turației motorului eolian

Așa cum se arată în [2], în cazul utilizării unor motoare fără reglare a unghiului de așezare a paletelor, motorul funcționează cu un

randament optim numai dacă se asigură o turație proporțională cu viteza vîntului. Corespunzător, sistemul necesită un traductor de viteză a vîntului cu semnal de ieșire proporțional cu viteza vîntului (în figura 2 acest traductor este notat Tv/n) și un sistem automat de reglare a turației avînd ca mărime de intrare semnalul de ieșire al traductorului de viteză a vîntului, sistem care să asigure o încărcare corespunzătoare a motorului, prin reglarea puterii debitate în rețea, ceea ce se poate asigura prin comanda corespunzătoare a punții cu tiristoare a invertorului. Structura sistemului de reglare preconizat pentru realizarea acestei funcții este arătată în figura 2.

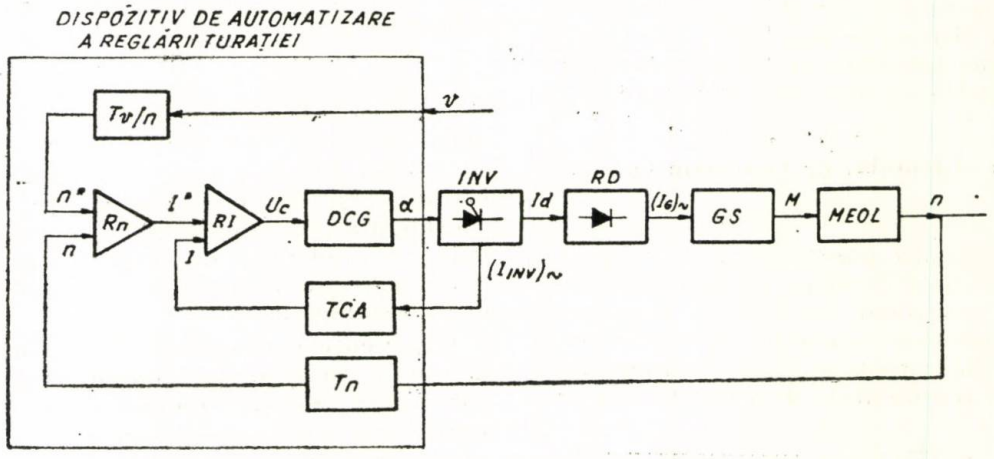


Fig. 2. Structura sistemului automat de reglare a turației motorului eolian, la valori optime, prin reglarea puterii electrice debitate în rețea.

Notații: *MEOL* – motorul eolian; *GS* – generator sincron; *RD* – redresor necomandat, cu diode; *INV* – invertor comandat, cu tiristoare, *DCG* – dispozitiv de comandă pe grilă; *RI*, *Rn* – regulatoare de curent și de turație; *TCA*, *Tn* – traductoare de curent alternativ și de turație; *Tv/n* – traductor de viteză a vîntului și element de prescriere a turației; n – turația motorului eolian; M – momentul mecanic al motorului eolian; $(I_G)\sim$ – curentul generatorului sincron; I_d – curent redresat; $(I_{INV})\sim$ – curentul spre rețeaua de curent alternativ; α – unghiul de comandă al invertorului; v – viteza vîntului.

4.2. Reglarea tensiunii de alimentare a invertorului și a tensiunii generatorului

În cele ce urmează, problema reglării tensiunii de alimentare a invertorului și a tensiunii generatorului se abordează cu acceptarea unor ipoteze simplificatoare: la diferite turații, curentul de sarcină admisibil I_{GA} al generatorului este egal cu cel nominal; factorul de putere și randamentul generatorului sînt egali cu unitatea; se neglijează reacția indusului generatorului ș.a.

Din punct de vedere al realizării, cel mai simplu ar fi acceptarea unor regimuri, de funcționare a subsistemului „generator sincron-redresor-invertor", fără reglarea tensiunii de alimentare a invertorului și a excitației generatorului sincron. În acest caz, considerînd ipotezele simplificatoare amintite, se poate considera că tensiunea admisibilă U_{GA}, curentul admisibil I_{GA} și puterea admisibilă P_{GA} ale generatorului, la diferite turații, sînt proporționale cu turația:

$$U_{GA}(n) = k_1 \cdot n \cdot (U_{ex})_N = k_2 \cdot n, \tag{1}$$

$$P_{GA}(n) = k_3 \cdot U_{GA}(n) \cdot (I_G)_N = k_4 \cdot n \tag{2}$$

și deci, pot fi reprezentate de curba 1 din figura 3. În aceeași figură curba 2 reprezintă puterea utilă a motorului eolian P_M care, conform cu considerațiile din [2], este proporțională cu puterea a treia a vitezei vîntului v, și, în cazul reglării optimale a turației motorului eolian (proporțională cu viteza vîntului), este proporțională cu puterea a treia a turației grupului motor-generator:

$$P_M = k_5 \cdot n^3. \tag{3}$$

Echilibrul staționar de funcționare a grupului motor-generator:

$$P_G = P_M, \tag{4}$$

poate fi asigurat prin reglarea curentului de sarcină astfel încît să fie satisfăcută egalitatea (5) adică:

$$k_3 \cdot U_{GA}(n) \cdot I_G(n) = k_5 \cdot n^3. \tag{5}$$

de unde rezultă modul necesar de reglare a curentului:

$$I_G(n) = \frac{k_5 \cdot n^3}{k_3 \cdot U_{GA}(n)} = \frac{k_5 \cdot n^3}{k_3 \cdot k_2 \cdot n} = k_6 \cdot n^2, \tag{6}$$

așa cum arată curba 3 din figura 3.

Pentru generalizare, în figura 3, dependenţele considerate au fost reprezentate în unităţi relative.

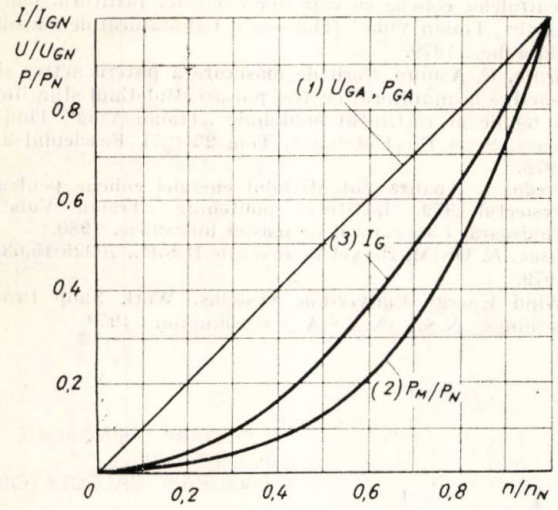


Fig. 3· Caracteristici ale motorului eolian şi ale generatorului.

Notaţii: n — turaţia grupului; P_M — puterea motorului eolian; I_G — curentul optim al generatorului; U_{GA}, P_{GA} — tensiunea şi puterea generatorului, admisibile.

În cazul unei valori constante a tensiunii de alimentare a invertorului $(U_{INV})_{\sim}$, valorile variabile (6) ale curentului pot fi obţinute numai prin modificarea unghiului de aprindere a tiristoarelor, ceea ce are drept rezultat, la valori ale unghiurilor de aprindere diferite de valoarea optimă, un conţinut important de armonici ale curentului dat în reţea şi consecinţele ce rezultă din acest fapt — factor de putere mai redus, pierderi sporite, randament mai redus, grad mai redus de utilizare a puterii constructive a generatorului. Acest lucru este ilustrat de caracteristicile experimentale reprezentate în figura 4 cu linii subţiri, caracteristici ce sînt reprezentate alături de caracteristicile, trasate cu linii groase, care au fost obţinute asigurînd, în toate regimurile, o valoare a unghiului de aprindere a tiristoarelor invertorului apropiată de cea optimă. Rezultatele experimentale obţinute trebuie apreciate cu considerarea erorilor de măsurare a puterilor, în prezenţa armonicilor [3].

Regimurile optime, de funcţionare a punţii invertoare cu valori ale unghiurilor de aprindere a tiristoarelor apropiate de valoarea optimă au fost obţinute, de către autori printr-o strategie constînd din reglarea în trepte a tensiunii invertorului (dinspre reţeaua de c.a.) şi reglarea continuă a tensiunii generatorului sincron, astfel încît să se asigure valori aproximativ egale ale tensiunii generatorului şi tensiunii alternative a invertorului, de partea reţelei. Strategia reglării tensiunii generatorului şi a tensiunii invertorului (în trepte) este arătată în figura 5. Se menţionează că strategia de reglare a tensiunii, experimentată de către autori este doar una din multe posibile.

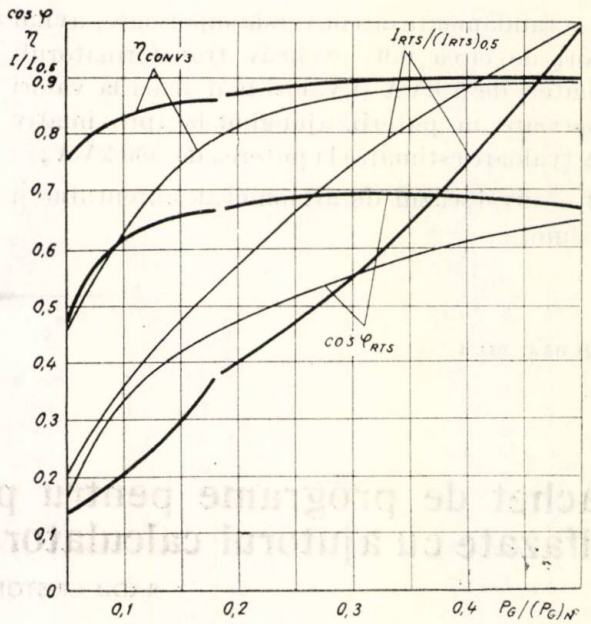


Fig. 4. Caracteristici ale sistemului de conversie pentru cazurile:

a — $(U_{RD})_{\sim} \neq (U_{INV})_{\sim}$, caracteristici trasate cu linii subţiri; b — $(U_{RD})_{\sim} \approx (U_{INV})_{\sim}$, caracteristici trasate cu linii groase. Notaţii: I_{RTS} — curentul alternativ spre reţeaua de c.a., $(I_{RTS})_{0,5}$ — curentul spre reţeaua de c.a. la $P_G = 0{,}5 P_{GN}$ (P_{GN} — puterea nominală a generatorului; P_G — puterea curentă a generatorului); cos φ_{RST} — factorul de putere spre reţeaua de c.a.; η_{CONV3} — randamentul convertizorului static (redresorul RD şi invertorul INV).

Observaţie: Incercările s-au făcut numai pînă la $P_G = 0{,}5\ P_{GN}$, regim limită permis de instalaţia experimentală.

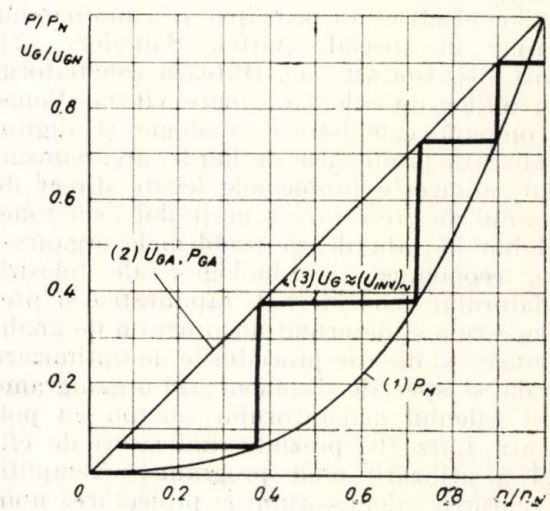


Fig. 5. Strategia reglării tensiunii U_G a generatorului şi a tensiunii $(U_{INV})_{\sim}$ a invertorului, pentru obţinerea regimurilor optime de funcţionare din figura 4.

5. Concluzii

Sistemul automat preconizat, de conversie a energiei mecanice la turație variabilă în energie electrică la frecvență constantă, asigură :

1 — randamente de conversie superioare, avînd valori de circa 0,9 (exclusiv transformatorul) la puteri de 5 kVA și valori mai mari la valori superioare ale puterii, ajungînd la aproximativ 0,99 (valoare estimată) la puterea de 500 kVA ;

2 — nivel scăzut de armonici ale curentului și tensiunii.

Bibliografie

[1] *Andrianow, V.* Vetroelektriceskie stanții. G.E.I., Moskva, 1960.

[2] *Gyulai, Gr.* Scheme de calcul pentru circuitele hidraulice ale centralelor eoliene cu captator cilindric. Institutul politehnic „Traian Vuia"—Timișoara, Laboratorul de mașini hidraulice, 1979.

[3] *Gruia, G.* Asupra erorii de măsurare a puterii active și reactive la mutatorul cu trei pulsuri. Buletinul științific și tehnic al Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 23 (37), Fasciculul 2, 1978.

[4] *Preda, I.* Analiza potențialului energiei eoliene pentru Proiectul 979, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Laboratorul de mașini hidraulice, 1980.

[5] *Sisak, E.* OSIM, Brevet de invenție R.S.R., 70225/15.03. 1979.

[6] Wind Energy Conversion Systems. Work Shop Proceedings, N.S.F./N.A.S.A., Washington, 1973.

CZ 621.313.33 : 083.91

MOTOARE ASINCRONE
PROIECTARE
PROGRAM CALCULATOR

Pachet de programe pentru proiectarea motoarelor asincrone trifazate cu ajutorul calculatorului electronic de mare capacitate

RADU CRISTOFOR* — BUCUREȘTI

Calculatorul electronic permite proiectantului de mașini electrice să execute calcule, implementînd criterii de optimizare, funcționale și economice cuprinzătoare, să rezolve probleme de cîmp electromagnetic în mașinile electrice, plecînd de la legile electrotehnicii aplicate la condițiile particulare ale problemei concrete și bazîndu-se pe rezultatele complexe ale metodelor analizei numerice.

Mai mulți autori au abordat deja chestiunea utilizării calculatorului electronic la proiectarea mașinilor electrice în principal și a motoarelor asincrone în special. Astfel, Saunders [2], Veinott [3], Godwin [4], tratează calculatorul ca un mijloc de calcul de mare viteză. Vones [5] compară calculatorul analogic și digital și analizează problemele de hard-ware. Samsinger [6] adîncește problemele legate direct de programul de proiectare a mașinilor asincrone, iar Bahm [7] abordează problemele organizatorice, economice și psihologice ale folosirii calculatorului, considerînd rapiditatea și precizia acestuia și descriind un program de analiză. Bauer [8] descrie procedurile de optimizare generală și speciale și comentează organigrame pentru calculul generatorului sincron cu poli aparenți. Lutz [9] prezintă indicatori de eficiență a utilizării unor programe, exemplificînd folosirea calculatorului la proiectarea unui transformator și optimizarea coliviei în scurt-circuit. Bausfeld [10] arată cum se pot prelucra ofertele pe calculator. Waldschmidt [11] prezintă o procedură de sinteză și analiză a motoarelor monofazate. Chalmers și Bennington [12] discută posibilitățile de rezolvare a problemei sintezei motoarelor asincrone de mare putere și descriu un program de sinteză totală. Moraru [13] indică organigrama unui program de calcul al unui motor asincron.

La punerea la punct a pachetului de programe pentru proiectarea mașinilor electrice, o atenție deosebită a fost acordată problemelor de analiză structurală, pentru ca programele pachetului să fie eficiente.

În cadrul analizei structurale s-a impus luarea în considerație a unor cerințe principale enumerate mai jos.

a. Pachetul a trebuit să fie conceput ținîndu-se seama de viteza de lucru, disponibilitățile și caracteristicile echipamentelor periferice, și de sistemul de operare al calculatoarelor familiei FELIX : C-256, C-512, C-1024 ;

b. Pachetul de programe a fost structurat pe subrutine, care să poată fi folosite în cît mai multe situații de calcul de proiectare și care formează biblioteca de programe. Pe de altă parte s-au prevăzut posibilitățile de dezvoltare ulterioară a programelor, dezvoltări necesare, în primul rînd, pentru introducerea unor proceduri de calcul mai perfecționate și, în al doilea rînd, pentru lărgirea aspectelor de proiectare soluționate (calcul mecanic, termic etc.).

* Intreprinderea de mașini electrice — București

c. S-a acordat o atenție specială existenței unui control permanent al desfășurării programelor care efectuează analiza variantelor, iar în cazul variantelor neconvenabile — salturi către punctele de unde să se selecteze setul de variabile independente necesare reluării calculului, transmiterea și actualizarea informațiilor, calculul expresiilor aritmetice și logice, în cazul salturilor condiționate, și face diagnoza justă a situațiilor anormale etc.

În abordarea unei teme de proiectare pot exista două tipuri mari de probleme.

Dacă se pleacă de la un sistem de variabile, care în decursul calculului sînt stabilite și dacă se cunosc relațiile dintre variabile, determinîndu-se performanțele tehnico-economice ale mașinii, se consideră că s-a executat *analiza de proiectare*. Al doilea tip de problemă, *sinteza de proiectare*, constă în selectarea valorii sistemului de variabile, astfel încît să fie atinse performanțele dorite.

Analiza și sinteza de proiectare apar sub aspecte diverse, care se diferențiază prin numărul și domeniul de variație a variabilelor care se lasă libere.

1. Abordarea problemei și metoda de rezolvare

La proiectarea pachetului de programe PROGAS se ia în considerație proiectarea motoarelor asincrone trifazate de putere medie cu colivia în scurtcircuit. Soluționarea proiectării unui motor constă în aflarea concretă a valorii variabilelor independente, care determină geometria și proprietățile de material ale circuitului electric și magnetic, ca și dimensiunile izolațiilor motorului electric.

Cerințele impuse de beneficiar, rezultînd din condițiile de alimentare și funcționare ale instalației acționate, sînt date de intrare pe parcursul soluționării problemelor.

În rezolvarea problemelor de sinteză de proiectare, datorită neliniarității sistemului de ecuații verificate de variabile și a existenței variabilelor discrete, nu se pot folosi nici metoda inversării directe a ecuațiilor, nici metodele de gradient pentru căutarea extremelor, fiind indicată doar utilizarea *metodelor iterative de căutare directă*, pornind de la un sistem de variabile independente. Metodele de inversare și gradient pot fi folosite doar parțial în decursul algoritmului pentru reducerea volumului de calcule prin plasarea procedurii de căutare în zona soluțiilor posibile. Așadar, procesul iterativ utilizat la sinteza de proiectare include o funcție de analiză a proiectării repetată, care reprezintă de fapt, calculul performanțelor motorului pentru fiecare set de variabile independente. Prezența variabilelor discrete nu permite nici chiar utilizînd metode iterative, să se ajungă la o soluție unică pentru tot hipervolumul soluțiilor posibile din punct de vedere tehnic din hiperspațiul variabilelor independente, ci doar în porțiunea rezultînd din fixarea unui anumit set de variabile discrete. De aceea, se stabilește hipervolumul posibil tehnic, care se parcurge în întregime și se reține valorile variabilelor utilizabile în cadrul unei latice, urmînd ca fiecare rînd al acesteia să fie analizat, calculîndu-se performanțele tehnico-economice.

La formarea laticii seturilor de variabile independente generate de program, acestora li se aplică un număr de criterii de validare, care îngustează considerabil aria ce se va analiza. Aceste criterii se aplică fie unor variabile independente singulare, fie unui grup de variabile care este legat prin ecuații, în acest mod eliminîndu-se redondanțele majore ce ar putea să apară. În etapa de analiză, se aplică rezultatelor alte criterii de validare, astfel încît sînt tipărite numai variantele satisfăcînd toate criteriile precedente.

Dacă problema de soluționat este fie de sinteză, fie de analiză, există o multitudine de probleme de proiectare caracterizate fiecare de modul diferit de alegere a variabilelor independente. Aceasta este, de altfel, situația care apare în practica de proiectare a unor serii unitare de motoare asincrone și a făcut necesară conceperea și punerea la punct de către autorul articolului a pachetului de programe PROGAS.

2. Programe de proiectare

Proiectarea modernă a motoarelor asincrone nu se poate concepe decît în cadrul unor serii unitare de produse, nepunîndu-se chestiunea proiectării unei singure mașini electrice, care să reprezinte optimul. Echipamentele de SDV-uri reprezintă o valoarea economică considerabilă pentru fabricația de serie și una din căile de folosire rațională este tipizarea constructivă, care implică utilizarea aceluiași reper la cît mai multe tipodimensiuni de motoare.

Lucrarea de față nu-și propune să se ocupe cu studiul modului cum se face tipizarea. Important este ca piesele și subansamblurile, aparținînd circuitelor active ale motorului, să poată fi utilizate în cît mai multe situații constructive, devenind în acest mod repere comune. În calculul de proiectare apar o multitudine de situații diferite de această natură și de aceea s-au pus la punct programe care să soluționeze situații ca :

— pachete magnetice rotor și stator existente ;
— tole rotor și stator existente ;
— pachet stator existent ;
— tolă stator existentă ;
— tolă stator și rotor necunoscute, însă utilizabile la o gamă de puteri în cadrul aceluiași gabarit.

Programele pachetului rezolvă astfel de situaţii de proiectare, avînd fiecare premize de tipul celor enumerate mai sus şi permiţînd totodată să se facă calculul complet al motorului asincron. Pachetul se află în exploatare la IMEB şi se poate rula fără adaptări pe calculatoarele FELIX C-256, C-512, C-1024.

Toate programele pachetului sînt catalogate în biblioteca PROGAS în formă sursă, *BT* şi *IMT*, care se află pe disc magnetic. Această bibliotecă reprezintă nu numai baza pentru rezolvarea problemelor actuale de proiectare, ci şi punctul de plecare pentru dezvoltări ulterioare. Biblioteca este însoţită şi de fişiere, care cuprind curbe de magnetizare, curbe auxiliare, tabele de dimensiuni etc.

La fiecare aplicaţie se foloseşte o procedură sistematică de introducere a datelor, prin citirea unor cartele perforate pregătite pe baza unor formulare de date special puse la punct.

În articolul de faţă nu se tinde să se abordeze particularităţi de programare, programele prezentîndu-se pe bază de organigrame.

Din studiul organigramelor se constată că se realizează salturi condiţionate către diverse părţi ale programului, păstrîndu-se astfel un control strict al desfăşurării acestuia.

În cele ce urmează se prezintă cu ajutorul organigramelor, două programe de proiectare :

a. *Program VERIF de analiză a unui motor asincron trifazat* (fig. 1)

Analiza motorului asincron se face pornind de la un set de 38 de parametri şi se obţin astfel, în cazul validării, toate rezultatele de calcul necesare execuţiei motorului. Programul cuprinde subrutine, care determină dimensiunile unor porţiuni ale motorului, subrutine de calcul al mărimilor de gol, scurtcircuit şi pornire, precum şi al caracteristicilor de sarcină.

Felul cum este conceput programul permite introducerea unor perfecţionări ulterioare ale metodelor de calcul implementate, precum şi conectarea unor programe de calcul şi a altor aspecte de proiectare, cum sînt calculul termic, calculul de vibraţii, calculul forţelor ce apar în diferite regimuri etc. Variantele care nu satisfac, nu parcurg toate etapele de calcul, fiind tipărit un mesaj de diagnoză.

Programul VERIF poate fi utilizat şi în alte programe reprezentînd o verigă de analiză în programele de sinteză.

Denumirile subrutinelor notate în figura 1 şi utilizate în programele VERIF şi ASP se explicitează în anexa 1.

b. *Program ASP de sinteză a unui motor asincron, cunoscîndu-se pachetele stator şi rotor* (*fig. 2*)

Dacă circuitul magnetic este luat ca dată de intrare, un număr important dintre cei 38 de parametri de intrare în VERIF sînt cunoscuţi, rămînînd de calculat, în principal, înfăşurările statorice şi rotorice. Organigrama cu-

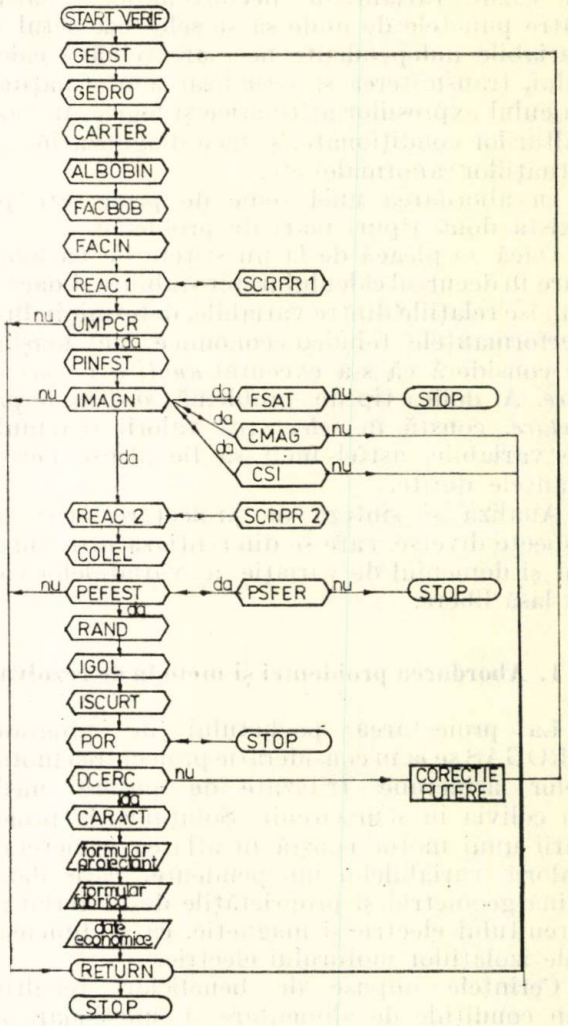


Fig. 1.

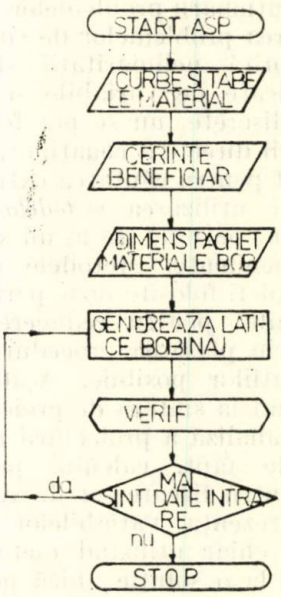


Fig. 2.

prinde, în afară de procedurile de citire a datelor de intrare și o procedură de umplere a laticii, care după validare, cuprinde seturile de parametri ce vor parcurge programul VERIF. Programul este catalogat în biblioteca PROGAS și este util pentru proiectarea unor motoare derivînd din serii unitare de bază fabricate.

În afară de cele două programe descrise, pachetul PROGAS mai cuprinde :

— programul ASOPS pentru optimizarea unor motoare asincrone cu puteri diferite și avînd secțiunea transversală comună ;

— programul OPTIM de optimizare primară a unor motoare asincrone cu puteri diferite și avînd secțiunea transversală a tolelor comună ;

— programul ASTSR de calcul al motoarelor asincrone pe tole stator și rotor existente ;

— programul ASPTS de calcul al motoarelor asincrone pe pachet stator existent ;

— programul ASTS de calcul al motoarelor asincrone pe tolă stator dată.

3. Concluzii

Pachetul de programe PROGAS pentru proiectarea motoarelor asincrone trifazate reprezintă un progres important pe calea perfecționării calculului de proiectare și al degrevării proiectantului de lucrări de rutină.

Utilizarea pachetului este un mijloc puternic pentru asimilarea unor serii unitare de motoare în scurt timp, de ofertare promptă către beneficiari.

Anexă

Lista subrutinelor concepute de autor ce apar în programele VERIF și ASP

GEDST — calculul mărimilor geometrice statorice ;
GEDRO — calculul mărimilor geometrice rotorice ;
CARTER — factorul Carter ;
ALBOBIN — alegerea și calculul geometriei bobinajului ;
FACBOB — factorul de înfășurare ;
FACIN — coeficientul de înclinare ;
REAC1 — reactanțele statorice ;
SCRPR1 — dimensiunile crestăturilor statorice ;
UMPCR — dimensiunile și datele bobinajului statoric ;
PINFST — pierderile în înfășurarea statorică ;
IMAGN — caracteristicile de magnetizare ;
FASAT — factorul de saturație ;
CMAG — caracteristicile de magnetizare ;
CSI — factorii de reducere a fluxului în jugurile statorului și rotorului ;
REAC2 — reactanțele rotorice ;
SCRPR2 — calculul dimensiunilor crestăturilor rotorice ;
COLEL — parametrii coliviei rotorului ;
PEFEST — pierderile în fier și bobinaje ;
PSFER — curbele de pierderi specifice în fier ;
RAND — calculul randamentului ;
IGOL — curentul de gol ;
ISCURT — curentul de scurtcircuit ;
POR — curentul și cuplul de pornire ;
DCERC — diagrama cercului ;
CARACT — caracteristicile de sarcină.

Bibliografie

[1] *Alger, B. Ph.* Induction machine. Their behavior and uses. Second Edition, New York. Gordon and Branch Science Publishers, 1970.

[2] *Saunders, R. M.* Digital computers as an aid in electric machine design. In : Trans. AIEE, 73, Pt. 1, 1954 p. 189 — 192.

[3] *Veinott, C. G.* Synthesis of inductions motors design on a digital computer. In : Trans. AIEE, 79, Pt. 3, 1960, p. 12 — 14.

[4] *Godwin, G. L.* Optimum machine design by digital computer. In : Trans. AIEE, 78, Pt. 3A, 1959, p. 478— — 488.

[5] *Vones, K.* Der elektronische Digitalrechner zur programmgesteuerten Berechnung technischer Probleme im Elektromaschinenbau. In : E.u.M. 80, nr. 19— 20, 1963, p. 427 — 441.

[6] *Samsinger, E.* Erfahrungen bei der Berechnung von Asynchronmaschinen mit digitalen Rechnenmaschinen. În : E.u.M., 80, nr. 19 — 20, 1963, p. 447 — 452.

[7] *Bahm, E.* Entwerfen von elektrischen Maschinen mit Digitalrechnen. În : E.u.M., 80, nr. 19 — 20, 1963, p. 441 — 447.

[8] *Bauer, A. F.* Algemeine Gesichtspunkte für die Anwendung von Rechnern beim Entwurf von elektrischen Maschinen. In : ETZ-A, 87, H. 14, 1966, p. 489 — 496.

[9] *Lutz, K.* Arten und Gestaltung der digitalen Berechnungs programme elektrischer Maschinen. In : ETZ-A, 87, H. 14, 1966, p. 496— 504.

[10] *Bauersfeld, E.* Maschinenentwürfe mit einem Grossrechner. In : EZT-B, 23, H. 10, 1971, p. 240 — 242.

[11] *Waldschmidt, K. I.* A computer procedure for single-phase induction motor calculation and design. In : Trans. IEEE, 69, dec. 1963, p. 867 — 875.

[12] *Chalmers, B. J.* and *Bennington, B. J.* Digital computer program for design synthesis of large squirel cage induction motor. In : Proc. IEE, 144, 1967, p. 261 — 268.

[13] *Moraru, A.* ș.a. Program de proiectare a motoarelor asincrone. În : Lucrările ICPE, 1977.

CZ 621.365.53

CUPTOR DE INDUCȚIE TRIFAZAT
CÎMP PROGRESIV

Fenomene electrotermice și dinamice în cuptorul de inducție trifazat cu cîmp progresiv

VIRGILIU FIREȚEANU*—BUCUREȘTI

Introducere

Sînt cunoscute două tipuri de cuptoare de inducție [1, 2] care se bazează pe efectul termic al curenților induși de un cîmp magnetic variabil în timp. În cuptorul cu creuzet, metalul se află în cîmpul magnetic din interiorul unei bobine monofazate, inductorul, în timp ce în varianta cu canal, baia, împreună cu canalul, constituie spira înfășurării secundare a unui transformator mono- sau trifazat. Cuptorul cu canal are o construcție mai complicată, deși parametrii energetici sînt superiori; materialele refractare existente permit utilizarea unor astfel de cuptoare pentru elaborarea metalelor cu temperatură de topire sub 1 300°C.

Cuptorul cu creuzet are o structură mai simplă, ceea ce a permis răspîndirea sa mai largă în industria noastră metalurgică. Din punct de vedere energetic aceste cuptoare sînt consumatori monofazați care necesită componente suplimentare — bobine de simetrizare — pentru echilibrarea rețelei trifazate.

Pe lîngă efectul termic, ca urmare a interacțiunii cîmpului magnetic inductor cu curenții induși, în masa de metal apar forțe electrodinamice. O structură cilindrică situată într-un cîmp uniform, orientat după generatoare, este supusă unei densități de forță orientată radial înspre axa de simetrie (efect de strangulare). Numai o neuniformitate a proprietăților electrice ale sarjei sau a repartiției tangențiale a cîmpului inductor creează neuniformități ale presiunii electromagnetice și deplasări locale în metalul topit. În cazul ideal al unui mediu conductor omogen în cîmp uniform, starea de presiune locală nu determină efecte de deplasare a metalului lichid.

În anumite procese metalurgice de omogenizare termică sau a compoziției, de tratare chimică, de degazare etc., efectele dinamice ale cîmpului electromagnetic în faza lichidă sînt tot atît de importante ca și efectul termic pentru topire. Foarte avantajoasă ar fi în acest caz o circulație pe verticală a metalului în cuptor sau incinta de tratare.

Aceste două elemente legate, de simetrizarea alimentării și de efectele dinamice, sînt soluționate de inductorul trifazat cu cîmp progresiv.

* Catedra de mașini electrice, Institutul politehnic — București

1. Inductorul trifazat cu cîmp progresiv

Fără a modifica structura magnetică a inductorului monofazat (circuitele magnetice pentru ecranarea carcasei cuptorului), soluția ce se studiază are o înfășurare trifazată cu poziționarea longitudinală caracteristică mașinii liniare de inducție, figura 1.

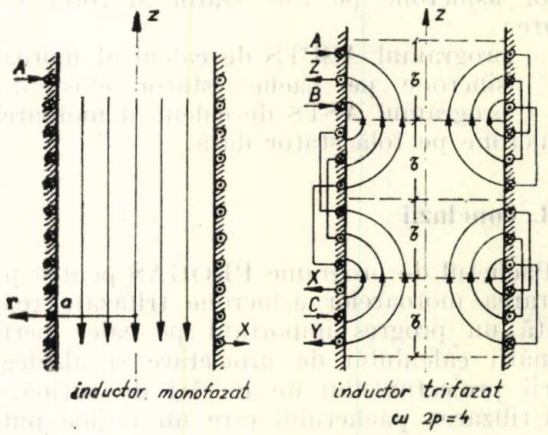


Fig. 1.

Dacă excitația inductorului monofazat se constituie sub forma unei unde alternative a păturii de curent de forma $J_{sm}\cos\omega t$, înfășurarea trifazată alimentată de un sistem simetric de tensiuni este echivalentă cu o undă progresivă de forma $J_{sm}\cos(\omega t - \alpha z)$. Exceptînd efectele de margine, inductorul monofazat crează un cîmp magnetic orientat după axă. Cîmpul inductorului trifazat are o structură caracteristică, legată de pasul polar al înfășurării, cu proprietatea de a avea două componente, axială și radială. Curenții induși au în ambele variante aceeași orientare, tangențială, dar densitatea forței electromagnetice are în cîmp progresiv, pe lîngă componenta radială și una axială. Atenuarea caracteristică pătrunderii cîmpului electromagnetic într-un mediu conductor face ca această componentă să aibă valori însemnate în stratul superficial cu grosimea de ordinul adîncimii de pătrundere δ. Așadar, metalul va fi antrenat axial în sensul cîmpului progresiv, în zona pereților, obținîndu-se o circulație pe verticală în cuptor.

2. Calculul cîmpului electromagnetic progresiv

Se consideră un model simplificat, reprezentat de un cilindru infinit de rază a, cu conductivitatea σ și permeabilitatea μ, la suprafața căruia se află sursa cîmpului electromagnetic, pătura superficială de curent, orientată tangențial, de forma:

$$J_s = J_{sm}\cos(\omega t - \alpha z) = Real\{J_{sm}e^{j(\omega t-\alpha z)}\}, \quad (1)$$

unde $\alpha = \pi/\tau$, τ fiind pasul polar al înfășurării.

Domeniul $r > a$ se consideră cu $\mu = \infty$ și $\sigma = 0$ (circuit magnetic ideal) adică, componenta tangențială a cîmpului magnetic la $r = a$ este:

$$H_z(a) = J_s. \quad (1')$$

Se observă că sursa de cîmp a inductorului monofazat se obține ca un caz particular, cînd $\alpha = 0$, respectiv $\tau \to \infty$.

În condițiile de mai sus cîmpul se determină cu ajutorul potențialului vector, care are numai componenta tangențială, $A(r, z, t) = Real\{\underline{A}(r)e^{j(\omega t-\alpha z)}\}$. Prelucrarea ecuațiilor cîmpului electromagnetic conduce la ecuația Bessel modificată:

$$\frac{d^2\underline{A}}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{d\underline{A}}{dr} - \left(\frac{1}{r^2} + \underline{\lambda}^2\right)\underline{A} = 0, \quad (2)$$

unde $\underline{\lambda}^2 = \alpha^2 + j\omega\mu_0\sigma$.

Componentele inducției și densitatea curenților induși se calculează cu relațiile:

$$\underline{B}_r = j\alpha\underline{A}, \quad \underline{B}_z = \frac{\underline{A}}{r} + \frac{d\underline{A}}{dr} \text{ și } \underline{J} = -j\omega\sigma\underline{A}. \quad (3)$$

Condiția de valoare finită a componentei B_z în axă ($r = 0$), împreună cu condiția la limită (1') determină soluția ecuației (2):

$$\underline{A} = \frac{\mu_0 J_{sm}}{\underline{\lambda}}\frac{I_1(\underline{\lambda}r)}{I_0(\underline{\lambda}a)}, \quad (4)$$

unde I_0, I_1 sînt funcțiile Bessel modificate de speța I.

De precizat că o soluție de aceeași formă caracterizează pătrunderea cîmpului alternativ în cilindru (inductorul monofazat), însă cu mărimea $\underline{\lambda}^2 = j\omega\mu_0\sigma = 2j/\delta^2$.

Folosind ca mărimi de raportare valoarea componentei axiale a inducției, $B_{zb} = \mu_0 J_{sm}$, densitatea curentului indus și densitatea forței electromagnetice la suprafața semispațiului infinit $J_b = \frac{J_{sm}}{\delta}$ respectiv $F_b = \frac{\mu_0 J_{sm}^2}{2\delta}$, se obțin expresiile variației radiale a mărimilor corespunzătoare:

$$\underline{b}_z = I_0(\underline{\lambda}r)/I_0(\underline{\lambda}a),$$

$$\underline{b}_r = \frac{j\alpha}{\underline{\lambda}}\frac{I_1(\underline{\lambda}r)}{I_0(\underline{\lambda}a)} = \frac{\sqrt{-1 + j/n^2}}{\sqrt{1 + 1/n^4}} \cdot \frac{I_1(\underline{\lambda}r)}{I_0(\underline{\lambda}a)}, \quad (5)$$

$$\underline{j} = -\frac{\sqrt{2}\,j}{\sqrt{n^2 + j}}\frac{I_1(\underline{\lambda}r)}{I_0(\underline{\lambda}a)},$$

$$f_r = Real\{j\,\underline{b}_z^*\}, \quad f_z = -Real\{j\,\underline{b}_r^*\},$$

unde:

$$n = \alpha\delta/\sqrt{2}.$$

Fluxul componentei radiale a vectorului Poynting $\underline{S} = \frac{1}{2}\underline{E}\,\underline{H}_z^*$ prin suprafața $r = a$, are expresia:

$$\underline{S} = -(1\,j)\frac{\sqrt{1 + jn^2}}{\sqrt{1 + n^4}} \cdot \frac{I_1(\underline{\lambda}a)}{I_0(\underline{\lambda}a)} \cdot S_0 = \underline{K}S_0, \quad (6)$$

unde $S_0 = \frac{J_{sm}^2}{2\sigma\delta}$ este modulul fluxului de energie în semispațiul infinit. Se obțin apoi mărimile globale:

— fluxul de putere activă, respectiv puterea dezvoltată prin efect Joule în cilindru (pe unitatea de lungime):

$$P = k_r S_0 = Real\{\underline{K}\} \cdot S_0, \quad (7)$$

— fluxul de putere reactivă, respectiv puterea de magnetizare corespunzătoare cîmpului magnetic în zona cilindrului:

$$Q = k_x S_0 = Imag\{\underline{K}\}S_0, \quad (8)$$

pe baza cărora se pot determina parametrii ce caracterizează indusul, utili în calculul de proiectare [1].

Întrucît argumentul $\underline{\lambda a} = \frac{\sqrt{2}a}{\delta}\sqrt{j+n^2}$, rezultă că pătrunderea cîmpului progresiv poate fi caracterizată prin parametrii $m = \frac{\sqrt{2}a}{\delta}$ și $n = \frac{\alpha\delta}{\sqrt{2}}$, primul proporțional cu raza cilindrului, al doilea invers proporțional cu pasul polar al înfășurării, ambii funcție de adîncimea de pătrundere $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}}$, definită pentru semispațiul conductor.

3. Verificarea experimentală

Pentru a pune în evidență calitativ efectul de deplasare axială a metalului lichid în cuptorul cu cîmp progresiv s-a construit un model fizic, figura 2, cu inductorul format din 4 circuite magnetice, pe părțile laterale ale unei incinte paralelipipedice cu baza un pătrat avînd latura de 90 mm. Înfășurarea cu 4 poli și pasul polar $\tau = 90$ mm este realizată din

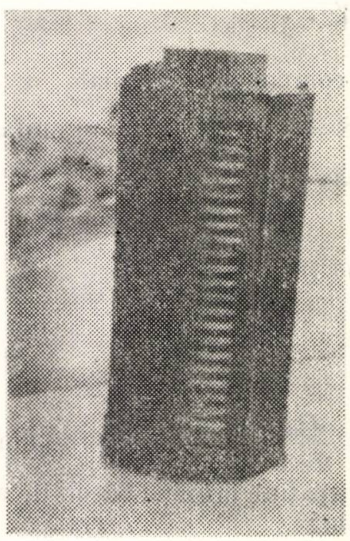


Fig. 2.

cupru cu secțiunea de 5×2 mm² și dispusă în crestături cu lățimea de 6 mm și adîncimea de 27 mm. Prin alimentarea înfășurării astfel încît cîmpul să aibă sensul în sus suprafața liberă capătă o formă care pune în evidență antrenarea metalului topit (cositor) în vecinătatea pereților. S-a construit un tub de aceeași formă cu cutia în secțiune transversală, avînd latura mai mică cu 2 cm, prevăzut cu perforații la o anumită cotă pe periferie. La introducerea în cuptor s-a constatat apariția unei denivelări în zona inelară, față de zona centrală și apoi curgerea metalului prin orificii în zona interioară a tubului, ca efect al acțiunii componentei axiale a forței electromagnetice exercitate de cîmpul progresiv.

4. Aplicații numerice. Influența dimensiunilor geometrice, raza cilindrului și pasul polar asupra pătrunderii cîmpului progresiv

În lucrarea [1] se prezintă variația mărimilor k_r, k_x (7) și (8) și a factorului de putere la încălzirea prin inducție, $\cos\varphi = 1/\sqrt{1 + k_x^2/k_r^2}$, în funcție de parametrul m pentru inductorul monofazat ($n = 0$). Tabelele 1, 2, 3 cuprind rezultatele calculului acestor mărimi și în funcție de pasul polar al înfășurării, respectiv parametrul n. Datele numerice pentru $n = \alpha\delta/\sqrt{2} = 0$, corespund cu graficele din [1] ceea ce probează corectitudinea subrutinelor întocmite pentru calculul funcțiilor Bessel I_0, I_1 de argument complex prin serii de puteri [3].

Funcțiunea k_r (m,n)

Tabelul 1

n \ m	1	2	3	5	7	9
0	0,086	0,488	0,764	0,854	0,896	0,920
0,5	0,073	0,393	0,610	0,718	0,760	0,781
1,0	0,064	0,227	0,319	0,379	0,402	0,414
1,5	0,047	0,116	0,144	0,162	0,170	0,174

Tabelul 2

Funcțiunea k_x (m, n)

n \ m	1	2	3	5	7	9
0	0,093	1,094	1,059	1,004	1,003	1,002
0,5	0,673	1,044	1,078	1,069	1,076	1,081
1,0	0,622	0,902	0,978	1,027	1,047	1,059
1,5	0,557	0,736	0,789	0,827	0,843	0,852

Tabelul 3

Funcțiunea cos $\varphi(m, n)$

n \ m	1	2	3	5	7	9
0	0,123	0,407	0,585	0,648	0,666	0,676
0,5	0,117	0,352	0,493	0,558	0,576	0,586
1,0	0,102	0,244	0,310	0,347	0,358	0,364
1,5	0,083	0,156	0,179	0,193	0,197	0,203

Pentru a stabili limitele practice de variaţie a parametrilor, în [1] se arată că frecvenţa de alimentare este considerată corespunzătoare dacă raportul dintre diametrul băii şi adîncimea de pătrundere este în limitele 3 ... ... 10, aşadar parametrul $m = 2 \ldots 7$. Aceeaşi lucrare precizează că valoare optimă a raportului dintre înălţimea băii, respectiv a inductorului şi diametru se află în limitele $h/2a = 2 \ldots 1{,}5$. Deoarece $h = 2p\tau$, unde $2p$ este numărul de poli, pentru $2p = 4$ se obţin limitele parametrului $n = 0{,}45 \ldots 2$, iar pentru $2p = 2$, pe jumătate.

Datele din tabelele 1 şi 3 arată că simpla înlocuire a inductorului monofazat cu cel trifazat ($n \neq 0$), fără modificarea diametrului băii sau a frecvenţei de alimentare, ce influenţează adîncimea de pătrundere, diminuează eficienţa electrotermică a cuptorului (scade k_r), respectiv factorul de putere. Pentru a dezvolta aceeaşi putere electrică prin inducţie în baie cu un inductor cu cîmp progresiv, acesta trebuie să fie caracterizat de o valoare mai mare a parametrului m, respectiv diametrul mai mare sau frecvenţă de alimentare crescută.

Este important efectul suplimentar al cîmpului progresiv, de antrenare axială a metalului. În tabelul 4 se observă că în timp ce starea de presiune radială a metalului topit scade, odată cu creşterea parametrului n, există o valoare optimă pentru care componenta axială a forţei electromagnetice este maximă. Acest optim a fost pus în evidenţă pentru toate valorile parametrului m între limitele precizate mai sus şi trebiue luat în considerare la proiectarea unui inductor trifazat destinat, în principal, operaţiei de prelucrare prin agitare a metalelor în stare topită.

Valori ale parametrului n către limita inferioară asigură o pătrundere mai profundă a cîmpului electromagnetic, tabelul 5, şi efecte de antrenare pe o grosime mai mare pornind de la peretele cuptorului.

Deşi valori semnificative ale densităţii axiale a forţei electromagnetice caracterizează doar o zonă redusă la suprafaţa cilindrului, sub 10 — 15% din rază, prin efectul de antrenare datorat forţelor de vîscozitate domeniul în care viteza metalului topit are sensul cîmpului este mai extins [4].

Structura cîmpului electromagnetic şi acţiunile ponderomotoare ale acestuia au fost determinate în ipoteza unui mediu conductor fix. Sub acţiunea forţei axiale se instalează însă regimul dinamic, iar caracterul pătrunderii cîmpului electromagnetic devine foarte complex. Un studiu al interacţiunii dintre cîmp şi curgere a fost efectuat în [4], acceptînd ipoteze simplificative privind dinamica fluidului. Calitativ, se poate aprecia că întrucît în zonele în mişcare din vecinătatea pereţilor frecvenţa curenţilor induşi este mai mică în raport cu frecvenţa cîmpului inductor, pătrunderea cîmpului este mai profundă.

Caracterul complex al fenomenelor în varianta cu inductor trifazat impun dezvoltarea unor cercetări experimentale amănunţite. Cele două avantaje în comparaţie cu soluţia clasică, simetrizarea alimentării şi efectele dinamice în metalul topit sînt însă în această fază indiscutabile.

Tabelul 4

$r = a$, $m = 9$

n	f_r	f_z
0	0,92	0
0,5	0,78	0,628
1	0,414	0,914
1,5	0,174	0,802
2	0,08	0,649

Tabelul 5

$m = 9$

	b_z			b_r			j			f_z		
r	n			n			n			n		
a	0	0,5	1,0	0	0,5	1,0	0	0,5	1,0	0	0,5	1,0
1,0	1,0	1,0	1,0	0	0,471	0,804	1,36	1,33	1,14	0	0,628	0,914
0,9	0,558	0,514	0,393	0	0,241	0,314	0,756	0,681	0,444	0	0,164	0,139
0,8	0,314	0,265	0,155	0	0,124	0,123	0,423	0,350	0,174	0	0,043	0,021
0,7	0,178	0,138	0,062	0	0,064	0,049	0,238	0,181	0,069	0	0,012	0,003

Bibliografie

[1] *Allgauzen, A. P.* ş.a. Instalaţii electrotermice industriale, Bucureşti, Ed. tehnică, 1976.

[2] *Comşa, D.* Utilizări ale energiei electrice. Bucureşti. Ed. didactică şi pedagogică, 1973,

[3] *Gray, A., Mathews, G. B.* Funcţiile Bessel şi aplicaţiile lor în fizică. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[4] *Fireţeanu, V.* Effects of electromagnetic traveling field in three-phase induction furnace, Rev. Roum. Sci. Tech., Electrotechn. et. Energ., 2, 1981.

CZ 621.313

TRANSFORMATOR
SARCINĂ ASIMETRICĂ
CALCUL ÎN COMPLEX

Transformatorul electric trifazat funcționînd în sarcină dezechilibrată

CONSTANTIN GHIȚĂ*—BUCUREȘTI

Introducere

Instalațiile electrotehnice trifazate (sau polifazate) nu funcționează întotdeauna cu fazele egal încărcate, mai ales cînd acestea cuprind receptoare monofazate.

Transformatoarele trifazate din sistemul energetic ajung să funcționeze astfel în regimuri nesimetrice. Acestea conduc la apariția unor fenomene suplimentare care înrăutățesc performanțele transformatorului (scăderea randamentului și factorului de putere, supratemperaturi locale etc.) pe de o parte, sau înrăutățesc pe acelea ale consumatorului (supratensiuni sau subtensiuni locale, cupluri electromagnetice mai reduse pentru motoare etc.), pe de altă parte.

Nu întotdeauna procesele electromagnetice care se desfășoară în cele trei faze ale unui transformator, funcționînd în regim nesimetric sînt independente. De aceea în aceste situații nu mai pot fi delimitați parametrii care intervin în ecuațiile lui Kirchhoff aplicate circuitelor electrice ale fazelor.

Aplicarea metodei componentelor simetrice în cazul transformatorului, simplifică rezolvarea regimurilor nesimetrice, deoarece impedanța de succesiune directă Z_d este egală cu impedanța de succesiune inversă Z_i și egală cu impedanța de scurtcircuit (Kapp) Z_k.

Conform teoremei lui Fortesque, sistemul nesimetric de curenți secundari ai transformatorului $\underline{I}'_a$, $\underline{I}'_b$, $\underline{I}'_c$ se echivalează cu trei sisteme simetrice, unul direct, unul invers și altul homopolar [1] folosind relațiile:

$$\underline{I}'_{ad} = \frac{1}{3}(\underline{I}'_a + a^2\underline{I}'_b + a^2\underline{I}'_c);$$

$$\underline{I}'_{ai} = \frac{1}{3}(\underline{I}'_a + a^2\underline{I}'_b + a\underline{I}'_c), \qquad (1)$$

$$\underline{I}'_{ah} = \frac{1}{3}(\underline{I}'_a + \underline{I}'_b + \underline{I}'_c).$$

Notarea mărimilor cu „prim" semnifică raportarea acestora la înfășurarea primară a transformatorului, iar bararea lor inferioară semnifică reprezentarea în complex simplificat; factorul a din relațiile (1) are expresia $a = e^{j2\pi/3}$ unde $j = \sqrt{-1}$.

Relațiile (1) admit și inverse:

$$\begin{cases} \underline{I}'_a = \underline{I}'_{ad} + \underline{I}'_{ai} + \underline{I}'_{ah} = \underline{I}'_{as} + \underline{I}'_{ah} \\ \underline{I}'_b = a^2\underline{I}'_{ad} + a\underline{I}'_{ai} + \underline{I}'_{ah} = \underline{I}'_{bs} + \underline{I}'_{ah} \\ \underline{I}'_c = a\underline{I}'_{ad} + a^2\underline{I}'_{ai} + \underline{I}'_{ah} = \underline{I}'_{cs} + \underline{I}'_{ah}, \end{cases} \qquad (2)$$

în care $\underline{I}'_{as}$, $\underline{I}'_{bs}$, $\underline{I}'_{cs}$ sînt sumele curenților simetrici, fazoriali raportați, de succesiune directă și inversă în cele trei faze. Acești curenți verifică relația evidentă:

$$\underline{I}'_{as} + \underline{I}'_{bs} + \underline{I}'_{cs} = 0. \qquad (3)$$

Se vor face cîteva ipoteze simplificatoare: rețeaua care alimentează primarul transformatorului are putere infinită, circuitul magnetic al transformatorului este perfect simetric și liniar, curentul de mers în gol este nul. În plus se consideră înfășurările secundare și impedanțele de sarcină, raportate la înfășurările primare.

În prezenta lucrare nu se vor considera cunoscuți curenții de sarcină $\underline{I}'_a$, $\underline{I}'_b$, $\underline{I}'_c$, cum se consideră în lucrările de specialitate [2 ÷ 5], ci se vor studia regimurile asimetrice ale transformatorului, presupunînd cunoscute impedanțele de sarcină $\underline{Z}'_a$, $\underline{Z}'_b$, $\underline{Z}'_c$ ale acestuia.

În acest fel se pot obține rezultate nu numai de ordin calitativ, ci și de ordin cantitativ.

În cazul grupelor de conexiuni Yy_0, și Dy_0, pe firul neutru al sarcinii circulă curentul $\underline{I}'_0$ care satisface relațiile:

$$\underline{I}'_0 = \underline{I}'_a + \underline{I}'_b + \underline{I}'_c = \underline{I}'_{ah}. \qquad (4)$$

Rezultatele obținute în lucrare se referă la funcționarea transformatorului în regim staționar.

1. Sarcina asimetrică în cazul grupei de conexiuni Xy_0

În figura 1 se prezintă schema electrică a unui transformator trifazat cu conexiunea Yy_0, avînd tensiunile primare de linie notate cu

* Institutul politehnic — București

$\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_{BC}$, $\underline{U}_{CA}$, cele de fază cu $\underline{U}_A$, $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$, curenții primari de fază notați cu $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$, iar tensiunile secundare de fază notate cu $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$. Impedanța pe firul neutru este $\underline{Z}_0$.

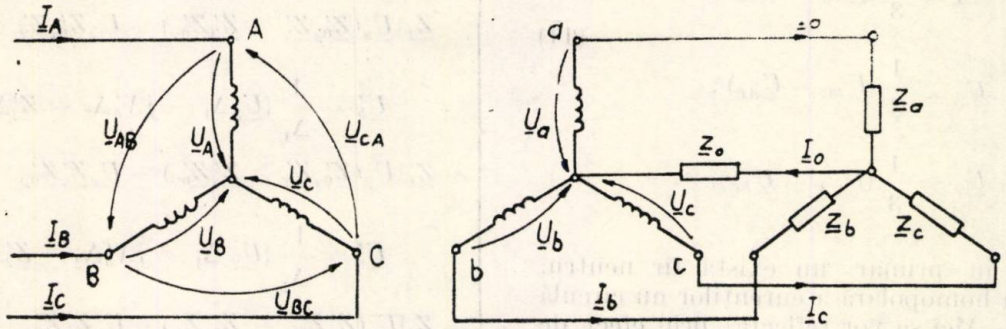


Fig. 1. Transformator trifazat cu schema de conexiune Yy_0.

În lucrarea [3] se demonstrează că expresiile tensiunilor primare de fază sînt:

$$\begin{cases} \underline{U}_A = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{AB}) + jX'_h\underline{I}'_{ah} \\ \underline{U}_B = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{BC}) + jX'_h\underline{I}'_{ah} \\ \underline{U}_C = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{CA}) + jX'_h\underline{I}'_{ah}, \end{cases} \tag{5}$$

iar expresiile tensiunilor de linie secundare au forma:

$$\begin{cases} -\underline{U}'_a = \underline{U}_A + \underline{Z}_k\underline{I}'_{as} + \underline{Z}'_2\underline{I}'_{ah} \\ -\underline{U}'_b = \underline{U}_B + \underline{Z}_k\underline{I}'_{bs} + \underline{Z}'_2\underline{I}'_{ah} \\ -\underline{U}'_c = \underline{U}_C + \underline{Z}_k\underline{I}'_{cs} + \underline{Z}'_2\underline{I}'_{ah}, \end{cases} \tag{6}$$

în care cu X'_h s-a notat reactanța homopolară a transformatorului, iar cu Z'_2 s-a notat impedanța înfășurării secundare a transformatorului, raportată la primar.

Între tensiunile și curenții secundari de fază și impedanțele de sarcină se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} \underline{U}'_a = \underline{Z}'_a\underline{I}'_a + \underline{Z}'_0\underline{I}'_0 = \underline{Z}'_a\underline{I}'_{as} + (\underline{Z}'_a + 3\underline{Z}'_0)\underline{I}'_{ah} \\ \underline{U}'_b = \underline{Z}'_b\underline{I}'_{bs} + (\underline{Z}'_b + 3\underline{Z}_0)\underline{I}'_{ah} \\ \underline{U}'_c = \underline{Z}'_c\underline{I}'_{cs} + (\underline{Z}'_c + 3\underline{Z}_0)\underline{I}'_{ah}. \end{cases} \tag{7}$$

Se înlocuiesc relațiile (6) în relațiile (7), apoi în relațiile obținute se înlocuiesc tensiunile primare de fază cu expresiile (5) și, în final, se substituie curenții $\underline{I}'_{as}$, $\underline{I}'_{bs}$, $\underline{I}'_{cs}$ dați în expresiile (2), ajungîndu-se după efectuarea calculelor, la următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} \underline{I}'_{ad}\underline{Z}'_\alpha + \underline{I}'_{ai}\underline{Z}'_\alpha + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{0\alpha} = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{CA}) \\ \underline{I}'_{ad}a^2\underline{Z}'_\beta + \underline{I}'_{ai}a\underline{Z}'_\beta + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{0\beta} = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{AB}) \\ \underline{I}'_{ad}a\underline{Z}'_\gamma + \underline{I}'_{ai}a^2\underline{Z}'_\gamma + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{0\gamma} = \dfrac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{BC}). \end{cases} \tag{8}$$

În care s-au făcut notațiile:

$$\begin{cases} \underline{Z}'_{\alpha,\beta,\gamma} = \underline{Z}'_{a,b,c} + \underline{Z}_k \\ \underline{Z}'_{0\alpha,0\beta,0\gamma} = \underline{Z}'_{a,b,c} + 3\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2 + jX'_h. \end{cases} \tag{9}$$

Cu ajutorul sistemului (8) se determină curenții $\underline{I}'_{ad}$, $\underline{I}'_{ai}$ și $\underline{I}'_{ah}$. Acești curenți se înlocuiesc în relațiile (2), se efectuează calculele algebrice obținute și se găsesc expresiile analitice ale curenților secundari de fază ai transformatorului:

$$\begin{cases} \underline{I}'_a = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\alpha(\underline{Z}'_\beta\underline{Z}'_{0\gamma} + \underline{Z}'_{0\beta}\underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\beta\underline{Z}'_\gamma + \\ + \underline{U}_\beta(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\gamma - \underline{Z}'_{0\alpha}\underline{Z}'_\gamma) + \underline{U}_\gamma(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\beta - \underline{Z}'_{0\alpha}\underline{Z}'_\beta)] \\ \underline{I}'_b = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\alpha(\underline{Z}'_\beta\underline{Z}'_\gamma - \underline{Z}'_{0\beta}\underline{Z}'_\gamma) + \\ + \underline{U}_\beta(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_{0\gamma} + \underline{Z}'_{0\alpha}\underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\gamma) + \underline{U}_\gamma(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\beta - \underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_{0\beta})] \\ \underline{I}'_c = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\alpha(\underline{Z}'_\beta\underline{Z}'_\gamma - \underline{Z}'_\beta\underline{Z}'_{0\gamma}) + \\ + \underline{U}_\beta(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\gamma - \underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_{0\gamma}) + \underline{U}_\gamma(\underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_{0\beta} + \underline{Z}'_{0\alpha}\underline{Z}'_\beta + \underline{Z}'_\alpha\underline{Z}'_\beta)], \end{cases} \tag{10}$$

în care s-au făcut notațiile :

$$\Delta_1 = \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_{0\gamma} + \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} \underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_\gamma$$

$$\underline{U}_\alpha = \frac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{CA}); \qquad (11)$$

$$\underline{U}_\beta = \frac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{AB});$$

$$\underline{U}_\gamma = \frac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{BC}).$$

Deoarece în primar nu există fir neutru, componenta homopolară a curenților nu circulă în acest caz. Aici se vor reflecta, prin efect de transformare, numai curenții simetrici $\underline{I}'_{as}$, $\underline{I}'_{bs}$ și $\underline{I}'_{cs}$.

Așadar curenții primari de fază sînt dați de relațiile :

$$\underline{I}_A = -\underline{I}'_{as},\ \underline{I}_B = -\underline{I}'_{bs},\ \underline{I}_C = -\underline{I}'_{cs}. \qquad (12)$$

Avînd în vedere relațiile (2) și (10), expresiile curenților $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$ și $\underline{I}_C$ devin :

$$\begin{cases} \underline{I}_A = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\beta \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\gamma + \underline{U}_\gamma \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\beta - \\ \quad - \underline{U}_\alpha(\underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_{0\gamma})] \\ \underline{I}_B = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\gamma \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} + \underline{U}_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} \underline{Z}'_\gamma - \\ \quad - \underline{U}_\beta(\underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\gamma})] \\ \underline{I}_C = \dfrac{1}{\Delta_1}[\underline{U}_\alpha \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_{0\gamma} + \underline{U}_\beta \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\gamma} - \\ \quad - \underline{U}_\gamma(\underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} + \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\beta)]. \end{cases} \qquad (13)$$

Cu ajutorul relațiilor (5) se pot determina expresiile tensiunilor primare de fază

$$\underline{U}_A = -\underline{U}_\alpha + jX'_h \frac{\Delta_2}{\Delta_1};$$

$$\underline{U}_B = -\underline{U}_\beta + jX'_h \frac{\Delta_2}{\Delta_1}; \qquad (14)$$

$$\underline{U}_C = -\underline{U}_\gamma + jX'_h \frac{\Delta_2}{\Delta_1},$$

în care mărimea complexă Δ_2 are expresia următoare :

$$\Delta_2 = \underline{U}_\alpha \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_\gamma + \underline{U}_\beta \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_\gamma + \underline{U}_\gamma \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_\beta. \qquad (15)$$

Tensiunile secundare de fază se calculează cu ajutorul relațiilor (6) rezultînd :

$$\begin{cases} \underline{U}'_a = \dfrac{1}{\Delta_1}\{\underline{U}_\alpha \Delta_1 - jX'_h \Delta_2 - \underline{Z}'_2 \Delta_2 - \\ \quad - \underline{Z}_k[\underline{U}_\alpha(\underline{Z}'_{0\beta} \underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_{0\gamma}) - \underline{U}_\beta \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\gamma - \underline{U}_\gamma \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\beta]\} \\ \underline{U}'_b = \dfrac{1}{\Delta_1}\{\underline{U}_\beta \Delta_1 - jX'_h \Delta_2 - \underline{Z}'_2 \Delta_2 - \\ \quad - \underline{Z}_k[\underline{U}_\beta(\underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\gamma + \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\gamma}) - \underline{U}_\alpha \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} - \underline{U}_\gamma \underline{Z}'_{0\beta} \underline{Z}'_\gamma]\} \\ \underline{U}'_c = \dfrac{1}{\Delta_1}\{\underline{U}_\gamma \Delta_1 - jX'_h \Delta_2 - \underline{Z}'_2 \Delta_2 - \\ \quad - \underline{Z}_k[\underline{U}_\gamma(\underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\beta} + \underline{Z}'_{0\alpha} \underline{Z}'_\beta) - \underline{U}_\alpha \underline{Z}'_\beta \underline{Z}'_{0\gamma} - \underline{U}_\beta \underline{Z}'_\alpha \underline{Z}'_{0\gamma}\}]. \end{cases} \qquad (16)$$

Puterea aparentă complexă secundară $\underline{S}_2$ a transformatorului se determină cu relația [1] :

$$\underline{S}_2 = \underline{U}'_a \underline{I}'^*_a + \underline{U}'_b \underline{I}'^*_b + \underline{U}'_c \underline{I}'^*_c, \qquad (17)$$

iar puterea complexă aparentă primară $\underline{S}_1$ se calculează cu relația :

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_A \underline{I}^*_A + \underline{U}_B \underline{I}^*_B + \underline{U}_C \underline{I}^*_C, \qquad (18)$$

în care asteriscul se referă la operația de conjugare în complex.

Factorul de putere $\cos\varphi$ al transformatorului, văzut la bornele primare, este definit de expresia :

$$\cos\varphi = \frac{Re\{\underline{S}_1\}}{\sqrt{Re[\{\underline{S}_1\}]^2 + [Im\{\underline{S}_1\}]^2}}, \qquad (19)$$

în care notația *Re* se referă la partea reală a unui număr complex, iar notația *Im* la partea lui imaginară.

Dacă se neglijează pierderile în miezul feromagnetic al transformatorului și pierderile suplimentare în miez și în înfășurări, randamentul transformatorului este dat de relația :

$$\eta = \frac{Re\{\underline{S}_2\}}{Re\{\underline{S}_1\}}. \qquad (20)$$

În sarcina asimetrică, valorile randamentului și factorului de putere ale transformatorului sînt mai scăzute decît în sarcină simetrică, la aceeași putere activă secundară debitată spre sarcină.

2. Sarcină asimetrică în cazul grupei de conexiuni Dy_0

În figura 2 se arată schema electrică a unui transformator trifazat avînd schema de conexiune Dy_0.

Deoarece în secundar transformatorul are conexiune stea cu fir neutru, ecuațiile (7) rămîn valabile și în cazul conexiunii Dy_0.

În acest caz curenții homopolari secundari apar prin efect de transformare și în primar, deoarece se pot închide pe circuitul închis al triunghiului. Din această cauză, impedanța

Acest sistem are următoarea formă :

$$\begin{cases} \underline{I}'_{ad}\underline{Z}'_{\alpha} + \underline{I}'_{ai}\underline{Z}'_{\alpha} + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{1\alpha} = -\underline{U}_{AB} \\ \underline{I}'_{ad}a^2\underline{Z}'_{\beta} + \underline{I}'_{ai}a\underline{Z}'_{\beta} + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{1\beta} = -\underline{U}_{BC} \\ \underline{I}'_{ad}a\underline{Z}'_{\gamma} + \underline{I}'_{ai}a^2\underline{Z}'_{\gamma} + \underline{I}'_{ah}\underline{Z}'_{1\gamma} = -\underline{U}_{CA}, \end{cases} \quad (24)$$

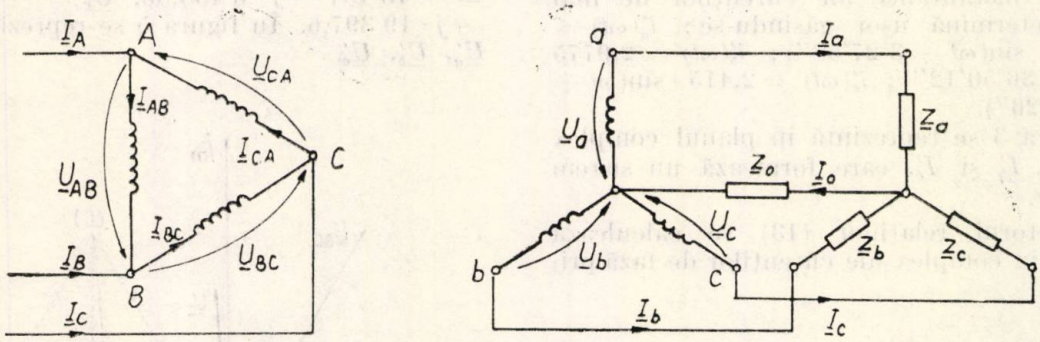


Fig. 2. Transformator trifazat cu schema de conexiune Dy_0.

homopolară a transformatorului este egală cu impedanța de scurtcircuit $\underline{Z}_k$. Solenațiile pe fiecare coloană sînt echilibrate, astfel încît curenții de fază primari $\underline{I}_{AB}$, $\underline{I}_{BC}$, $\underline{I}_{CA}$, au expresiile [3] :

$$\begin{aligned} \underline{I}_{AB} &= -(\underline{I}'_{as} + \underline{I}'_{ah}) ; \\ \underline{I}_{BC} &= -(\underline{I}'_{bs} + \underline{I}'_{ah}) ; \\ \underline{I}_{CA} &= -(\underline{I}'_{cs} + \underline{I}'_{ah}). \end{aligned} \quad (21)$$

Avînd în vedere că $\underline{Z}_d = \underline{Z}_i = \underline{Z}_h = \underline{Z}_k$, tensiunile secundare pe fază au expresiile :

$$\begin{aligned} -\underline{U}'_a &= \underline{U}_{AB} + \underline{Z}_k\underline{I}'_a ; \\ -\underline{U}'_b &= \underline{U}_{BC} + \underline{Z}_k\underline{I}'_b ; \\ -\underline{U}'_c &= \underline{U}_{CA} + \underline{Z}_k\underline{I}'_c. \end{aligned} \quad (22)$$

Între curenții primari de linie și de fază există relațiile evidente :

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= \underline{I}_{AB} - \underline{I}_{CA} ; \\ \underline{I}_B &= \underline{I}_{BC} - \underline{I}_{AB} ; \\ \underline{I}_C &= \underline{I}_{CA} - \underline{I}_{BC}. \end{aligned} \quad (23)$$

Folosind relațiile (2), (7), (21) ÷ (23), se determină, ca și în cazul schemei de conexiuni Yy_0, sistemul similar cu (8), cu ajutorul căruia se calculează componentele simetrice ale curenților de fază secundari.

în care impedantele complexe $\underline{Z}'_{\alpha,\beta,\gamma}$ au aceeași semnificație ca în relațiile (9), iar $\underline{Z}'_{1\alpha,1\beta,1\gamma} = \underline{Z}_{a,b,c} + \underline{Z}_k + 3\underline{Z}_0$.

Avînd în vedere forma sistemelor (8) și (24), soluția sistemului (24) și apoi curenții secundari de fază ai transformatorului se determină cu ajutorul relațiilor (10), în care în loc de $\underline{Z}_{c\alpha,0\beta,0\gamma}$ se introduc $\underline{Z}_{1\alpha,1\beta,1\gamma}$ și în loc de $\underline{U}_{\alpha}$, $\underline{U}_{\beta}$, $\underline{U}_{\gamma}$ se pun $-\underline{U}_{AB}$, $-\underline{U}_{BC}$, $-\underline{U}_{CA}$.

Tensiunile de fază secundare se calculează în continuare cu relațiile (22) și curenții de fază și de linie primari cu relațiile (21) și (23).

Factorul de putere și randamentul transformatorului se pot determina cu ușurință, calculînd în prealabil expresiile puterilor aparente primare și secundare cu relații similare relațiilor (17) și (18), cum se precizează în [1].

3. Aplicații numerice

Se consideră un transformator trifazat, caracterizat de următoarele date constructive : $S_n = 160$ kVA ; $U_1 = 30\,000$ V ; $U_2 = 400$ V ; $w_1 = 3\,375$ spire, $w_2 = 45$ spire ; $R_k = 115\Omega$; $X_k = 297\Omega$; $X'_h = 68\,860\ \Omega$. Se consideră $\underline{Z}'_2 = \underline{Z}'_k/2$. Impedanțele de sarcină, exprimate în complex, au expresiile : $\underline{Z}'_a = 6\,000 + j \cdot 2\,500\Omega$; $\underline{Z}'_b = 8\,000 + j \cdot 3\,000\Omega$; $\underline{Z}'_c = 11\,000 + j \cdot 2\,000\Omega$; $\underline{Z}'_0 = 8\,333 + j \cdot 0\ \Omega$. Transformatorul are schema de conexiuni Yy_0.

Se alege originea de fază a reprezentării în complex, tensiunea de linie $\underline{U}_{AB} = 30\,000$ V. Prin urmare $\underline{U}_{BC} = a\underline{U}_{AB} = -15\,000 + j \cdot 25\,980$ și $\underline{U}_{CA} = a^2\underline{U}_{AB} = -15\,000 - j \cdot 25\,980$. Ținînd seama de relațiile (11) se găsește că $\underline{U}_{\alpha} = 15\,000 + j \cdot 8\,660$; $\underline{U}_{\beta} = -15\,000 + j \cdot 8\,660$; $\underline{U}_{\gamma} = -j \cdot 17\,320$. Conform cu relațiile (9), se determină impedanțele de calcul ale transformatorului :

$\underline{Z}'_\alpha = 6\,115 + j\cdot 2\,797$; $\underline{Z}'_\beta = 8\,115 + j\cdot 3\,297$; $\underline{Z}'_\gamma = 11\,115 + j\cdot 2\,297$; $\underline{Z}'_{0\alpha} = 31\,057{,}5 + j\cdot 71\,508{,}5$; $\underline{Z}'_{0\beta} = 33\,057{,}5 + j\cdot 72\,008{,}5$; $\underline{Z}'_{0\gamma} = 36\,057{,}5 + j\cdot 71\,008{,}5$.

Folosind relațiile (10) se calculează curenții secundari de sarcină raportați, găsindu-se valorile: $\underline{I}'_a = 2{,}15493 + j\cdot 0{,}13036$; $\underline{I}'_b = -1{,}5357 + j\cdot 1{,}44027$; $\underline{I}'_c = -0{,}51756 - j\cdot 1{,}62736$.

Valorile instantanee ale curenților de mai sus se determină ușor găsindu-se: $i'_a(\omega t) = 3{,}0531 \sin(\omega t + 3°27'58'')$; $i'_b(\omega t) = 2{,}9775 \sin(\omega t + 136°50'12'')$; $i'_c(\omega t) = 2{,}415 \sin(\omega t + 252°21'26'')$.

În figura 3 se reprezintă în planul complex fazorii $\underline{I}'_a$, $\underline{I}'_b$ și $\underline{I}'_c$, care formează un sistem nesimetric.

Cu ajutorul relațiilor (13) se calculează imaginile în complex ale curenților de fază primari, găsindu-se valorile: $\underline{I}_A = -2{,}12013 - j\cdot 0{,}14882$; $\underline{I}_B = 1{,}5705 - j\cdot 1{,}45873$; $\underline{I}_C = 0{,}5524 + j\cdot 1{,}6089$.

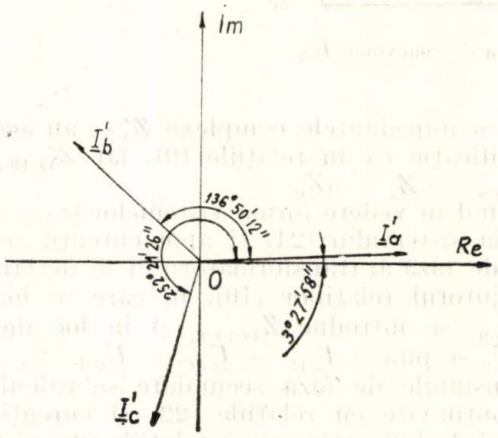


Fig. 3. Reprezentare în planul complex a fazorilor curenților de fază secundari.

Avînd în vedere relațiile (2) și (12) se deduc următoarele relații pe care trebuie să le verifice curenții de fază primari și secundari:

$$\underline{I}'_a + \underline{I}_A = \underline{I}'_b + \underline{I}_B + \underline{I}'_c + \underline{I}_C = \underline{I}'_{ah}. \quad (25)$$

Curenții determinați anterior verifică relațiile (25). Cu ajutorul acestora se determină componenta homopolară raportată a sistemului curenților secundari de fază $\underline{I}'_{ah} = 0{,}0348 - j\cdot 0{,}01846$.

Utilizînd relațiile (14) se calculează tensiunile primare de fază care au expresiile: $\underline{U}_A = -13\,728{,}8 - j\cdot 6\,263{,}7$; $\underline{U}_B = 16\,271{,}15 - j\cdot 6\,263{,}7$; $\underline{U}_C = 1\,271{,}15 + j\cdot 19\,716{,}3$. În valori efective rezultă valorile $U_A = 15\,090{,}2$ V; $U_B = 17\,435{,}15$ V; $U_C = 19757{,}3$ V. În figura 4 se prezintă, în planul complex, reprezentările tensiunilor primare de linie și de fază.

Deplasarea neutrului sistemului de tensiuni primare de fază s-a făcut cu fazorul GG_1. Ca urmare a acestui fapt, valorile efective ale tensiunilor primare de fază sînt diferite de valoarea din regim simetric (17 320,5 V).

Folosind relațiile (16) se determină expresiile raportate ale tensiunilor secundare de sarcină: $\underline{U}'_a = 13\,472{,}7 + j\cdot 5\,707{,}5$; $\underline{U}'_b = -15\,737 + j\cdot 6\,453{,}56$, $\underline{U}'_c = -1\,569{,}5 - j\cdot 19\,397{,}6$. În figura 5 se reprezintă fazorii $\underline{U}'_a$, $\underline{U}'_b$, $\underline{U}'_c$.

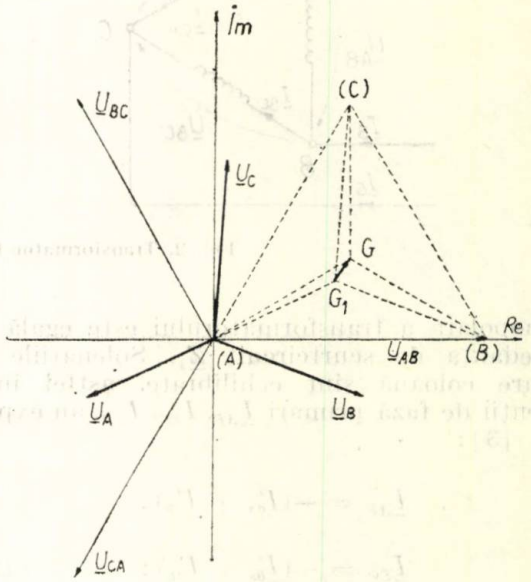


Fig. 4. Reprezentarea în planul complex a fazorilor tensiunilor primare de linie și de fază.

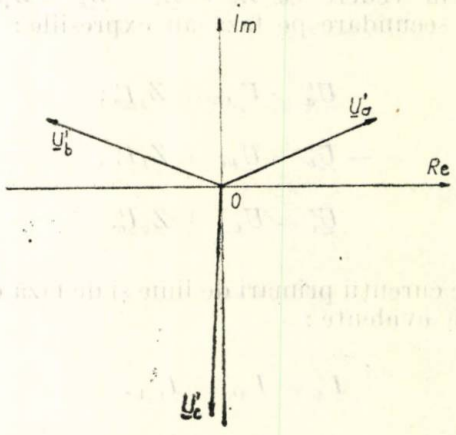


Fig. 5. Reprezentarea în planul complex a fazorilor tensiunilor secundare de fază.

Factorul de putere și randamentul se calculează cu relațiile (19) și (20), găsindu-se valorile: $\cos\varphi = 0{,}9439$; $\eta = 0{,}98408$. Puterile aparente primare și secundare rezultate: $\underline{S}_1 = 97\,166 + j\cdot 33\,986$ și $\underline{S}_2 = 95\,619 + j\cdot 30\,780$.

4. Concluzii

În cazul unui transformator trifazat funcționînd asimetric, în sarcină, se consideră cunoscute tensiunile primare de linie, parametrii transformatorului și parametrii sarcinii. Pornind de la aceste mărimi, în lucrare se stabilesc relații pentru curenți primari și secundari de linie și de fază pentru tensiunile primare și secundare de fază, precum și pentru factorul de putere și randamentul unui transformator trifazat, funcționînd pe sarcină dezechilibrată transformator care poate avea schema de conexiuni Yy_0 sau Dy_0.

Exemplul de calcul prezentat ilustrează modul de aplicare a rezultatelor obținute în lucrare, în cazul unui transformator trifazat, funcționînd în sarcină asimetrică complexă (rezistivă, inductivă, și capacitivă).

Scurtcircuitele nesimetrice (bifazat și manofazat) ale transformatorului trifazat se pot calcula cu relațiile prezentate în lucrare, aceste scurtcircuite considerîndu-se cazuri limită de sarcină (se anulează impedanțele de sarcină corespunzătoare).

Bibliografie

[1] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii, vol II, București, Eitdura didactică și pedagogică, 1964.

[2] *Bălă, C. V.* Mașini electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1979.

[3] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. III, București, Editura Academiei R.S.R., 1972.

[4] *Kostenko, M., Piotrovski, L.* Maschines électriques, Tome I, Moscva, Ed. Mir.

[5] *Nedelcu, V. N.* Mașini electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1968.

CZ 681.3

CIRCULATOR STRIPLINE

Circulator stripline în bandă de 1,1 GHz

SAJIN GHEORGHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Proprietatea circulatoarelor de a transmite un semnal de microunde într-un sens determinat face aceste componente de neînlocuit într-un spectru larg de aplicații.

Pe linia dezvoltării gamei de componente electronice de microunde s-a studiat și realizat, în cadrul CCSITS un circulator pe frecvența de 1,1 GHz, a cărui proiectare și realizare este prezentată în cele ce urmează.

1. Proiectarea circulatorului

În proiectarea circulatorului au fost utilizate relațiile furnizate de BOSMA în articolul său [1], pentru circulatoare lucrînd deasupra rezonanței:

$$\frac{R}{\lambda} = \frac{1{,}84}{2\pi\sqrt{\varepsilon_f}} \sqrt{\frac{H_{int}}{H_{int} + 4\pi M_s}}, \qquad (1)$$

$$H_{int} = 2 \cdot H_0, \qquad (2)$$

$$H_0 = \frac{f_c}{\gamma} \frac{MHz}{MHz/Oe}. \qquad (3)$$

În relațiile de mai sus simbolurile au următoarele semnificații:

- R — raza discului de ferită;
- H_0 — cîmpul de rezonanță giromagnetică în ferită;
- H_{int} — cîmpul intern din ferită;
- λ — lungimea de undă;
- ε_f — permitivitatea relativă a feritei;
- γ — raportul giromagnetic, $r = 2{,}8$ MHz/Oe;
- f_c — frecvența centrală de lucru.

Pentru a se evita zona de rezonanță giromagnetică a feritei, ce are loc pentru un cîmp intern $H_{int} = H_0$, se alege cîmpul intern de cel puțin două ori mai mare decît cîmpul de rezonanță, conform recomandărilor autorului articolului menționat.

Cîmpul magnetic intern se stabilește prin aplicarea unui cîmp magnetic exterior corespunzător cu ajutorul unor magneți permanenți. Dacă se notează cîmpul magnetic aplicat din exterior cu H_{apl}, se poate scrie, conform datelor din literatura de specialitate [2]:

$$H_{apl} = H_{int} + 4\pi M_s. \qquad (4)$$

Relația (4) este valabilă în această formă numai pentru cazul în care ferita se prezintă sub forma unui disc, avînd cîmpul exterior aplicat perpendicular pe fețele sale.

* ICCE — București

Ferita de care s-a dispus pentru realizarea acestui circulator este de tip spinelic cu următorii parametri de catalog:

$$\varepsilon_f = 13,$$

$$4\pi M_s = 1\,500 \text{ Gs}.$$

Intenționîndu-se realizarea unui circulator pe frecvența de 1,1 GHz s-au aplicat relațiile (1) ... (4), rezultînd următoarele valori:

$$H_0 = 1\,100/2{,}8 = 392{,}8 \text{ Oe},$$

$$H_{int} = 2 \times 392{,}8 + 785{,}6 \text{ Oe},$$

$$H_{apl} = 785{,}6 + 1\,500 = 2285{,}6 \text{ Oe}.$$

Cu aceste valori ale cîmpului, raza discului de ferită rezultă $R = 12{,}6$ mm.

2. Realizarea circulatorului

Realizarea practică a circulatorului comportă realizarea celor două părți esențiale: structura de înaltă frecvență (fig. 1) și sistemul de aplicare a cîmpului magnetic de polarizare.

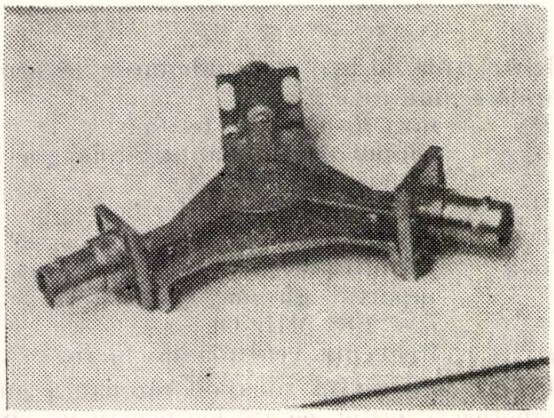


Fig. 1. Structura de înaltă frecvență a circulatorului.

Structura de înaltă frecvență cuprinde, ca părți esențiale stripul conductor central, discurile de ferită, planele de masă, conectoarele și elementele de adaptare. Părțile componente ale structurii de înaltă frecvență pot fi identificate în figura 1, ce reprezintă această structură cu unul din planele de masă îndepărtat.

Feritele utilizate alese au un diametru de 26 mm, iar stripul conductor central a fost ales un diametru de 20 mm, care să faciliteze obținerea unei benzi mai largi de frecvență, conform datelor prezentate de NAKAHARA [3]. Lățimea conductoarelor spre cele trei porți a fost calculată în funcție de grosimea feritei pentru a se realiza o impedanță de 50Ω între conector și discul central. În plus, pentru adaptare au fost prevăzute șuruburi de reglaj între planele de masă și strip.

S-au utilizat conectoare de tip BNC. Experiența demonstrează că folosirea acestui tip de conectaoare este neindicată la frecvențe ce depășesc 500 MHz, deoarece contactul asigurat de ele nu este întotdeauna de bună calitate, iar raportul de undă staționară este mare. Se recomandă conectoarele de tip N sau SMA.

O grijă deosebită trebuie acordată planeității stripului conductor central, feritelor și planelor de masă. Existența unui strat de aer între aceste elemente afectează buna funcționare a circulatorului (mărește pierderile de inserție).

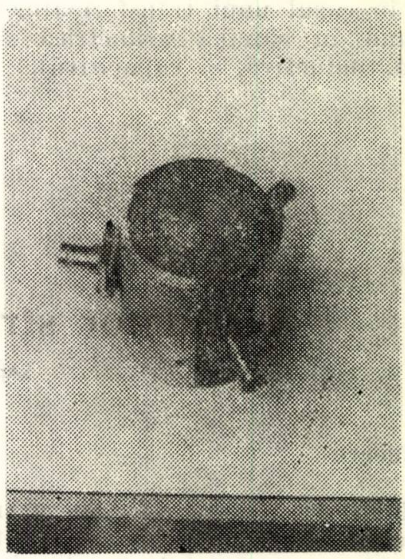


Fig. 2. Circulatorul stripline în banda de 1,1 GHz.

Circuitul de polarizare magnetică constă din doi magneți metalici de tip ALNICO și o închidere magnetică realizată din fier moale. S-a ales acest material pentru reluctanța magnetică redusă pe care o prezintă. Utilizarea acestui tip de magneți a fost impusă de magnetizarea de saturație mare pe care o prezintă feritele de care s-a dispus. Acest tip de magneți prezintă dezavantajele unui gabarit și greutăți mari, precum și riscul demagnetizării lor în cazul desfacerii închiderii magnetice. Din cauza acestui ultim dezavantaj realizarea unui anumit cîmp magnetic aplicat este destul de dificilă. Această operațiune decurge în două etape: magnetizarea prin șoc magnetic, cu ajutorul unei bobine a magneților montați în închiderea magnetică și reglarea ulterioară a cîmpului magnetic prin ajustarea unei armături metalice. Aceste deficiențe ale magneților metalici recomandă utilizarea magneților ceramici, scutiți de asemenea dezavantaje, în combinație cu ferite de tipul granaților substituiți care prezintă o magnetizare de saturație mică. O atenție

deosebită trebuie acordată uniformității structurii interne a magneților, care condiționează uniformitatea cîmpului magnetic aplicat și, prin aceasta, buna funcționare a circulatorului.

3. Rezultate experimentale

Rezultatele măsurătorilor efectuate asupra circulatorului sînt prezentate în figura 3. Montajul de măsură este cel prezentat în figura 4.

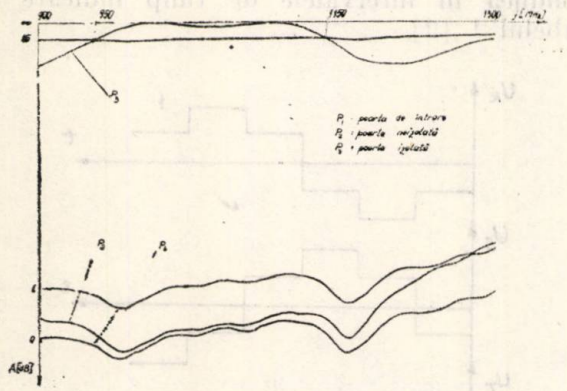


Fig. 3. Variația izolării și a pierderilor de inserție în banda 900 MHz ... 1300 MHz.

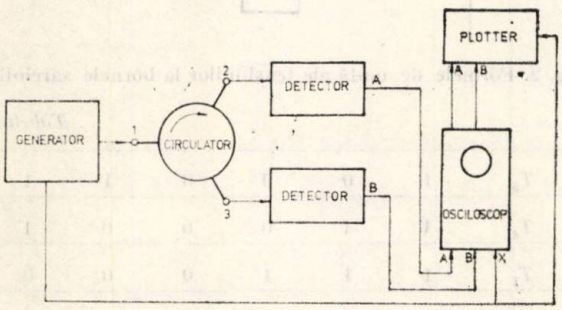


Fig. 4. Montajul de măsură.

Baleiajul în frecvență, pentru care a fost studiată funcționarea circulatorului, este cuprins între 900 ... 1 300 MHz. Rezultatele, trasate pe plotter evidențiază pierderi de inserție (curba P_2) sub 1 dB pe o plajă largă de frecvențe și o izolare (curba P_3) mai mare de 15 dB, între frecvențele 950 și 1 150 MHz, ceea ce semnifică, la o frecvență centrală de 1 100 MHz, o lărgime de bandă de aproximativ, 18%, în acord cu datele prezentate în literatură [1]. Pentru ușurința aprecierii funcționării circulatorului au fost trasate, pe figura 3, nivelele de atenuare de 0 dB; 1 dB și 15 dB, cu ajutorul unor atenuatoare calibrate. De remarcat izolarea foarte mare în unele puncte (cca 50 dB). Au fost efectuate măsurători ale stabilității cu temperatura a parametrilor acestui circulator. Datorită variației puternice a magnetizării de saturație a feritei cu temperatura, frecvența centrală a circulatorului tinde să devieze spre frecvențe înalte pentru creșteri ale temperaturii și spre frecvențe joase pentru scăderi ale temperaturii. Această deviație este foarte puternică și compromite practic funcționarea circulatorului pentru temperaturi în afara plajei de 10 ... 30°C. Rezultatele detaliate asupra acestui aspect al comportării circulatoarelor de microunde vor fi publicate ulterior.

4. Concluzii

Modelul circulatorului stripline în banda de 1,1 GHz are parametrii apropiați de cei ai produselor similare, realizate de firme specializate în domeniul componentelor cu ferită pentru microunde.

Realizarea acestui tip de circulator la un grad înalt de profesionalitate, presupune:

— utilizarea unor ferite cu o variație mică a magnetizării de saturație cu temperatura, ceea ce ar permite stabilizarea parametrilor funcționali;

— utilizarea unor ferite cu o magnetizare de saturație mică, ceea ce ar permite o proiectare sub rezonanță a circulatorului, utilizarea unor cîmpuri magnetice de polarizare mici și, implicit, posibilitatea folosirii unor magneți ceramici;

— utilizarea unor conectoare corespunzătoare, de tip N sau SMA;

— o prelucrare mecanică ireproșabilă, în special a părților componente ale structurii de frecvență foarte înaltă.

Bibliografie

[1] *Bosma, H.*: On stripline Y-Circulation at UHF. IEEE — Trans. on MTT, jan. 1964, p. 61 — 72.

[2] *Lax, B., Button K.*: Microwave ferrite and ferrimagnetics. McGRAW HILL BOOK Comp. 1962.

[3] *Nakahara, S., Orime, A.* Broad — Band Stripline Miniature Circulators. Mitsubishi Denki Laboratory Reports, Vol. 11, Nr. 1/2.

CZ 621.8 : 621.314

Schemă optimă pentru invertor folosit în acționarea reversibilă a rolelor de laminoare

MIHAI T. LUCANU, VALERIU B. MUNTEANU* — IAȘI

Introducere

În circuitele de forță ale invertoarelor tiristoarele principale și cele auxiliare conduc sau sînt blocate în anumite intervale de timp, ciclul repetîndu-se după o anumită perioadă. În aceste condiții se pot folosi în schemele de comandă registre de deplasare cu reacție cu un număr de stări distincte, egal cu ciclul după care se repetă funcționarea schemei. Mai mult, prin folosirea unui registru de deplasare cu reacție, în care reacțiile sînt convenabil alese, se pot genera, pentru fiecare tiristor principal exact intervalele de conducție sau blocare, eliminîndu-se astfel circuitele de decodificare folosite în schemele clasice [1], [3].

Folosirea registrelor de deplasare cu reacție în schemele de comandă conferă suplimentar și avantajul ușurinței inversării sensului de rotație a motoarelor alimentate de invertor, prin deplasarea conținutului registrului la stînga sau la dreapta [4].

În lucrare se prezintă o schemă de comandă pentru un invertor foosit în acționarea reversibilă a rolelor de laminoare.

1. Sinteza registrului de deplasare cu reacție

În figura 1 se prezintă circuitul de forță al invertorului, care se folosește în acționarea rolelor de laminoare [1]. Pentru ca tensiunile u_R, u_S, u_T să aibă formele de undă din figura 2 este necesar ca tiristoarele principale $T_1 \ldots T_6$ și tiristoarele auxiliare $T_{11} \ldots T_{16}$ să conducă în intervalele de timp indicate în tabelul 1 [2].

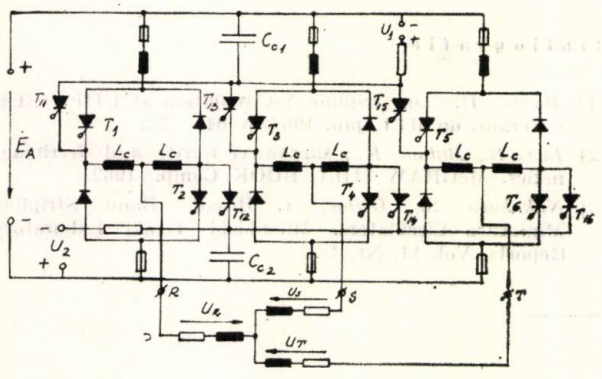


Fig. 1. Circuitul de forță al invertorului.

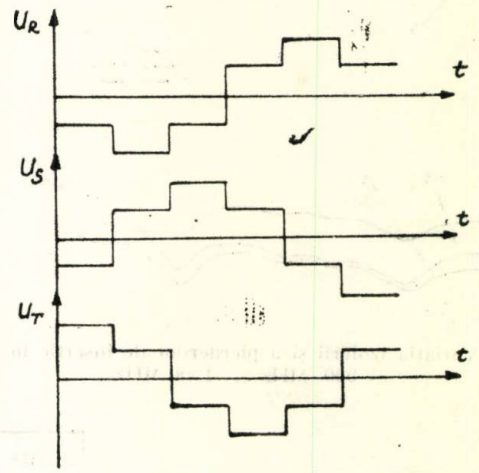


Fig. 2. Formele de undă ale tensiunilor la bornele sarcinilor.

Tabelul 1

T_5	1	0	0	0	1	1
T_4	1	1	0	0	0	1
T_1	1	1	1	0	0	0
T_6	0	1	1	1	0	0
T_3	0	0	1	1	1	0
T_2	0	0	0	1	1	1
T_{15}	1	0	0	0	0	0
T_{14}	0	1	0	0	0	0
T_{11}	0	0	1	0	0	0
T_{16}	0	0	0	1	0	0
T_{13}	0	0	0	0	1	0
T_{12}	0	0	0	0	0	1

Rezultă, deci, că după șase tacte funcționarea schemei se repetă.

Pentru generarea a șase stări distincte sînt necesare un număr de trei circuite basculante bistabile (*CBB*).

Institutul politehnic — Iași

Impunîndu-se ca ieşirile CBB să genereze intervalele de conducţie ale tiristoarelor principale T_5, T_4, T_1, se poate întocmi tabelul 2.

Presupunînd că realizarea registrului de deplasare cu reacţie se efectuează cu bistabile D, rezultă, în urma sintezei, că :

$$D_3 = Q_2,$$

$$D_2 = Q_1, \qquad (1)$$

$$D_1 = \bar{Q}_3.$$

Pe de altă parte, se observă, din examinarea tabelului 1, că ieşirile $\bar{Q}_1$, $\bar{Q}_2$ şi Q_3 vor genera intervalele de conducţie pentru tiristoarele principale T_6, T_3, respectiv T_2.

Tabelul 2

T_5	T_4	T_1
Q_1	Q_2	$\bar{Q}_3$
1	1	1
0	1	1
0	0	1
0	0	0
1	0	0
1	1	0

Schema registrului de deplasare cu reacţie, capabil să genereze intervelele de conducţie ale tiristoarelor principale $T_1 \ldots T_6$ este dată în figura 3.

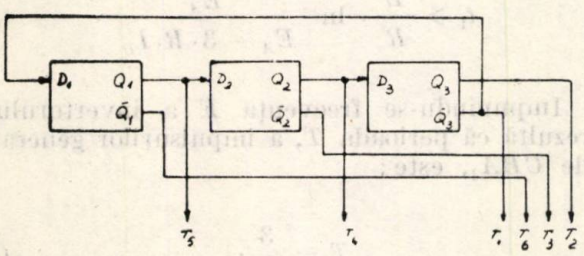


Fig. 3. Registrul de deplasare cu reacţie pentru schema de comandă fără inversarea sensului de rotaţie al motoarelor.

2. Schema de comandă a invertorului

Pentru funcţionarea corectă a invertorului reprezentat în figura 1 se impun suplimentar următoarele prescripţii :

— la sfîrşitul fiecărui interval de conducţie a unui tiristor principal să se comande tiristorul auxiliar corespunzător ;

— comanda de comutare directă a unui tiristor principal să se efectueze numai după aplicarea impulsului de comandă tiristorului auxiliar, care comută invers tiristorul principal de pe aceeaşi ramură a punţii (fig. 1) ;

— durata impulsului de comandă pentru un tiristor auxiliar să fie mai mare decît timpul necesar comutării inverse a unui tiristor principal ;

— eliminarea posibilităţii de comandă simultană a comutării directe a două tiristoare principale de pe aceeaşi ramură a punţii (evitîndu-se astfel scurtcircuitarea sursei de alimentare a invertorului) ;

— sesizarea stărilor care pot conduce la scurtcircuitarea sursei de alimentare a invertorului, inhibînd, în acest caz, comanda tiristoarelor principale.

Condiţiile impuse sînt realizate cu schema de comandă reprezentată în figura 4.

Schema de comandă conţine registrul de deplasare cu reacţie, din figura 3, comandat de ieşirea A a circuitului basculant astabil CBA_1.

Circuitul basculant astabil CBA_2 determină, prin ieşirea sa C şi porţile $SI_1 \ldots SI_6$, eşantionarea semoalelor ce se aplică transformatoarelor de impulsuri care comandă porţile tiristoarelor $T_1 \ldots T_6$.

Porţile $SI_{11} \ldots SI_{16}$ asigură comanda tiristoarelor auxiliare $T_{11} \ldots T_{16}$, conform tabelului 1.

Pentru ca durata impulsului de comandă a unui tiristor auxiliar să fie mai mare decît timpul necesar comutării inverse a unui tiristor principal, validarea porţilor $SI_{11} \ldots SI_{16}$ se realizează de la ieşirea B a CBA_1, iar validarea porţilor $SI_1 \ldots SI_6$, de la ieşirea complementară a CBA_1 adică de la $A = \bar{B}$. Deplasarea conţinutului registrului se efectuează pe frontul anterior al impulsului de la ieşirea A. Dacă registrul de deplasare cu reacţie se realizează cu CBB de tipul $J - K$, atunci impulsul de tact se ia de la ieşirea B, deplasarea conţinutului registrului efectuîndu-se pe frontul posterior.

Scurtcircuitarea sursei de alimentare a invertorului ar corespunde conducţiei simultane a tiristoarelor principale de pe aceeaşi ramură a punţii (fig. 1).

Din schema de comandă (fig. 4) rezultă că tiristoarele de pe aceeaşi ramură a punţii sînt comandate de ieşirile complementare ale aceluiaşi CBB. În felul acesta sînt interzise comenzi simultane pe două tiristoare de pe aceeaşi ramură a punţii.

Pe de altă parte, din tabelul 2 rezultă că în funcţionarea registrului sînt interzise stările 1 0 1 şi 0 1 0. Cele două stări ar corespunde conducţiei tiristoarelor T_5, T_1 şi T_3, respectiv

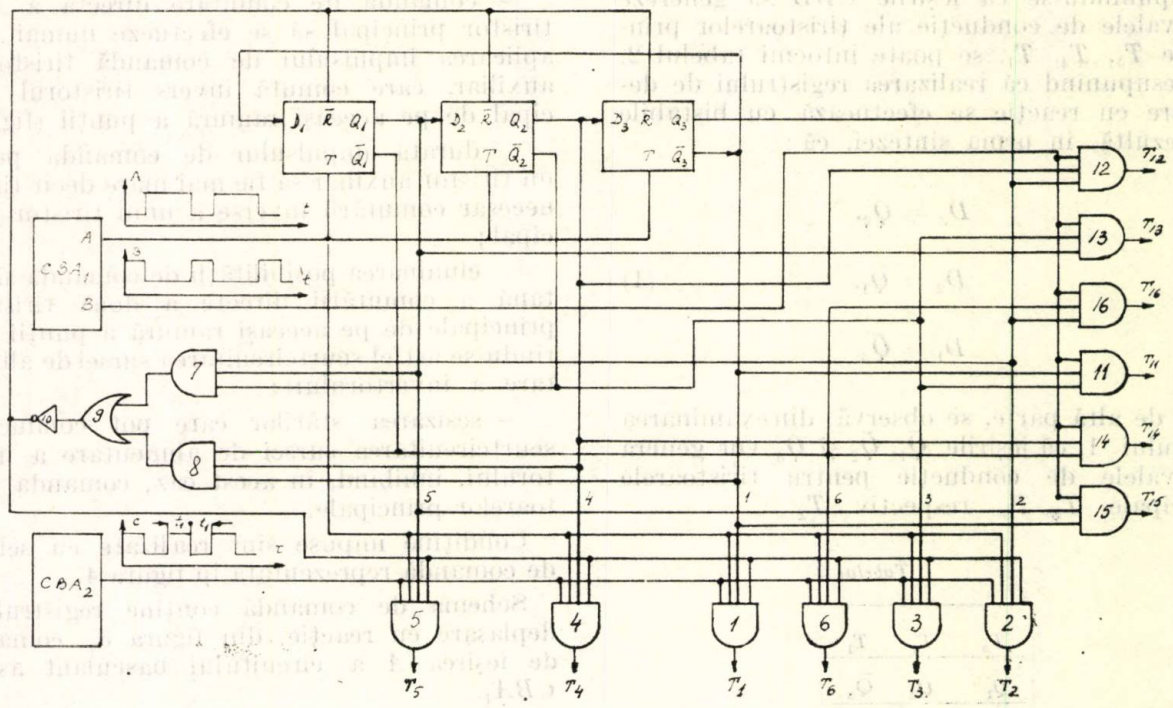


Fig. 4. Schema de comandă a invertorului fără posibilitatea inversării sensului de rotație al motoarelor.

T_4 T_6 și T_2. Ambele situații conduc la anularea curentului prin tiristoarele principale, dacă ele se produc la intrarea în funcțiune a schemei.

La apariția accidentală a unei astfel de situații este necesară inițializarea automată a registrului de deplasare în starea 0 0 0, ceea ce se realizează cu porțile SI_7, SI_8, SAU_9 și inversorul NU_{10}. Același semnal inhibă prin porțile SI_1 .... SI_6 orice comandă pe un tiristor principal pînă la eliminarea stărilor interzise.

Semnalul C, generat de CBA_2, are o perioadă egală cu $2.t_1$. Durata impulsului generat, t_1, se determină astfel încît în acest interval curentul printr-un tiristor principal să depășească curentul de menținere.

În figura 5 este dată schema circuitului de sarcină a invertorului. Intrarea în conducție a unui tiristor principal este echivalentă cu

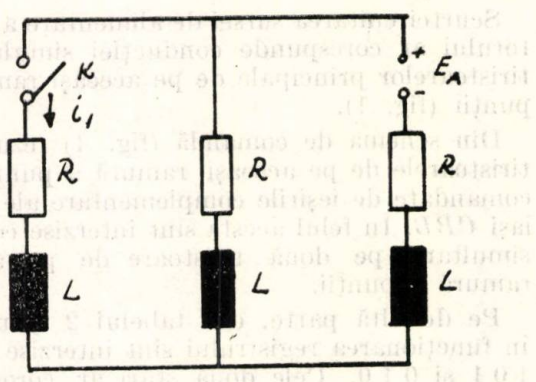


Fig. 5. Schema circuitului de sarcină a invertorului.

închiderea contactului K_1, caz în care tiristorul principal va fi parcurs de curentul $i_1(t)$:

$$i_1(t) = \frac{E_A}{3 \cdot R} \cdot (1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot t}). \qquad (2)$$

Dacă se notează cu I_H cel mai mare curent de menținere a tiristoarelor principale, durata t_1 trebuie să îndeplinească condiția:

$$t_1 \geqslant \frac{L}{R} \cdot \ln \frac{E_A}{E_A - 3 \cdot R \cdot I_H}. \qquad (3)$$

Impunîndu-se frecvența F a invertorului, rezultă că perioada T, a impulsurilor generate de CBA_1, este:

$$T = \frac{3}{F}. \qquad (4)$$

3. Inversarea sensului de rotație a motorului, alimentat de la invertor

Pentru inversarea sensului de rotație a motoarelor alimentate de la invertor este necesar ca intervalele de conducție a tiristoarelor să corespundă cu cele indicate în tabelul 3, formele de undă ale tensiunilor u_R, u_S, u_T fiind date în figura 6.

Tabelul 4 indică stările *CBB* din registrul de deplasare cu reacție, în cazul inversării sensului de rotație.

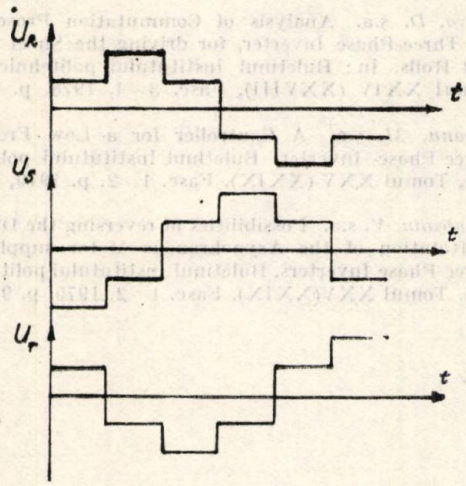


Fig. 6. Formele de undă ale tensiunilor la bornele sarcinilor în cazul inversării sensului de rotație al motoarelor.

Tabelul 3

T_5	1	1	0	0	0	1
T_4	1	0	0	0	1	1
T_1	0	0	0	1	1	1
T_6	0	0	1	1	1	0
T_3	0	1	1	1	0	0
T_2	1	1	1	0	0	0
T_{15}	0	1	0	0	0	0
T_{14}	1	0	0	0	0	0
T_{11}	0	0	0	0	0	1
T_{16}	0	0	0	0	1	0
T_{13}	0	0	0	1	0	0
T_{12}	0	0	1	0	0	0

Tabelul 4

Q_1	Q_2	$\bar{Q}_3$
1	1	0
1	0	0
0	0	0
0	0	1
0	1	1
1	1	1

Din structura tabelelor 2 și 4 rezultă că pentru un sens de rotație, conținutul registrului de deplasare cu reacție trebuie să se deplaseze spre dreapta, iar pentru celălalt sens de rotație, deplasarea trebuie efectuată la stînga.

Dacă se presupune că pentru $X = 1$ deplasarea trebuie să se efectueze spre dreapta și pentru $X = 0$ spre stînga, în urma sintezei după tabelele 2 și 4 rezultă:

$$D_3 = X \cdot Q_2 + \bar{X} \cdot Q_1,$$

$$D_2 = X \cdot Q_1 + \bar{X} \cdot Q_3, \qquad (5)$$

$$D_1 = X \cdot \bar{Q}_3 + \bar{X} \cdot Q_2.$$

Schema de comandă a invertorului cu posibilitatea inversării sensului de rotație este identică cu cea dată în figura 4, dacă registrul de deplasare cu reacție se întocmește în conformitate cu relația (5), așa cum se arată în figura 7.

4. Concluzii

Schema de comandă propusă prezintă următoarele noutăți față de schemele clasice:

— folosirea unui număr minim de *CBB* în registrul de deplasare;

— eliminarea decodificatorului pentru generarea intervalelor de conducție a tiristoarelor principale;

— eliminarea circuitelor de temporizare prin utilizarea unui *CBA* cu durata impulsului

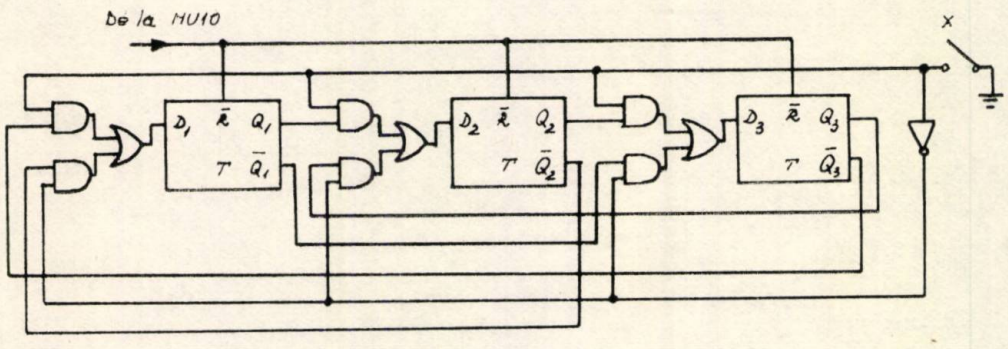


Fig. 7. Registrul de deplasare cu reacție pentru schema de comandă cu posibilitatea inversării sensului de rotație al motoarelor.

generat mai mare decît timpul de comutaţie inversă a unui tiristor principal;

— protejarea scurtcircuitării sursei de alimentare a invertorului;

— posibilitatea folosirii schemei de comandă pentru invertoare care funcţionează de la frecvenţe de ordinul Hz la frecvenţa cea mai mare de comutare a tiristoarelor din schema de forţă, prin simpla modificare a frecvenţei circuitului bistabil CBA_1;

— pornirea sigură a invertorului la conectarea instalaţiei prin iniţializarea automată a registrului de deplasare cu reacţie; iniţializarea automată asigură, de asemenea, o bună funcţionare în prezenţa perturbaţiilor.

Bibliografie

[1] *Finney, D. A. C.* Roller Table Drives using Static Inverters. In: Elect. Times, 4232, 16, (1973).

[2] *Alexa, D.* ş.a. Analysis of Commutation Prosesses in the Three-Phase Inverter, for driving the Sheet Rolling Mill Rolls. In: Buletinul Institutului politehnic — Iaşi, Tomul XXIV (XXVIII), Fasc. 3—4, 1978, p. 85—90.

[3] *Lucanu, M.* ş.a. A Controller for a Low Frequency Three-Phase Inverter, Buletinul Institutului politehnic-Iaşi, Tomul XXV (XXIX), Fasc. 1—2, p. 1979, 89—95.

[4] *Munteanu, V.* ş.a. Possibilities of reversing the Direction of Rotation of the Asynchronous Motor supplied by Three-Phase Inverters, Buletinul Institutului politehnic—Iaşi. Tomul XXV(XXIX), Fasc. 1—2, 1979, p. 97—102.

RECENZII

AUREL MILLEA: Măsurări electrice. Principii şi metode. (Bucureşti, Editura Tehnică, 1980, 383 p.)

Măsurările electrice sînt azi o parte componentă a pregătirii unui inginer contemporan atît de profil electric, cît şi de ori ce alt profil, dacă se ţine seama de importanţa pe care o au măsurările electrice ale mărimilor neelectrice, alături de măsurările electrice propriu-zise. Lucrarea de faţă este o excelentă monografie care dovedeşte pregătirea temeinică a autorului, atît în domeniul care formează obiectul lucrării, cît şi din punct de vedere general. Fără nici o exagerare se poate afirma că sîntem în prezenţa unei lucrări remarcabile, în ceea ce priveşte organizarea materialului ca şi prin modernitatea şi claritatea expunerii.

Întregul material este organizat în şapte capitole ce vor fi prezentate în cele ce urmează.

Capitolul I se referă la însuşi procesul de măsurare. Se studiază măsurandul, metodele de măsurare, aparatele de măsurat, etaloanele şi se evaluează erorile ce pot apare în măsurări. De asemenea, se dau unele interpretări privind rezultatele măsurării.

În **Capitolul II** se tratează problemele privind măsurarea tensiunii şi curentului continuu. În mod logic se abordează problema interacţiunii voltmetru-sursă, se tratează despre generatoarele de tensiune de referinţă, ca şi despre metode de compensare (completă, cu ajutorul compensatoarelor de c.c.— incompletă, cu voltmetre diferenţiale). Tot aici se dezvoltă elemente privind convertoarele analog-digital, tehnicile măsurării tensiunilor foarte mici, măsurarea curenţilor continui şi a curenţilor foarte mici.

Următorul **capitol, III**, se referă la măsurarea tensiunilor şi curenţilor continui. După definiţiile fundamentale, se trece la prezentarea unor metode specifice, cum sînt cea a măsurării prin comparare c.s — c.c., sau metoda, conversiei c.s. — c.c. Se tratează, de asemenea, metode de raport şi metode de compensare, ca şi problemele măsurării tensiunilor alternative foarte mici.

Capitolul IV este dedicat măsurării impedanţelor. După definiţii şi alte generalităţi — prezente în preambulul fiecărui capitol se trece la prezentarea mărimilor de referinţă, după care, ca primă categorie de metode, se prezintă cele bazate pe conversia impedanţă — tensiune. În continuare sînt expuse metodele de punte, dispozitivele inductive de raport,metode combinate de raport şi conversie, metode de rezonanţă. În ultima parte a capitolului sînt tratate probleme privind măsurarea impedanţelor foarte mari ca şi alte probleme speciale.

Măsurarea puterii formează obiectul **Capitolului V**. Sînt prezentate metode privind absorbţia, metode de transmisie şi metode de mare precizie.

Lucrarea este completată cu două capitole care tratează probleme ce se întîlnesc mai rar în tratate de măsurări electrice şi anume: măsurarea mărimilor electromagnetice de cîmp **(cap. VI)** şi măsurarea mărimilor electromagnetice de material **(cap. VII)**.

Menţionăm că fiecare capitol este prevăzut cu o bibliografie proprie, care fără a fi exagerată ca dimensiuni, cuprinde lucrările cu adevărat semnificative.

Din prezentarea chiar sumară a problemelor tratate rezultă clar că autorul a reuşit ca într-un număr relativ mic de pagini să ofere cititorilor

un material amplu, în care atît metodele clasice, cît și cele moderne sînt prezentate clar, subliniindu-se caracteristicile lor, avantajele și dezavantajele, erorile și tot ceea ce poate interesa pe cel ce efectuează măsurarea. Sarcina nu e deloc ușoară, dacă ținem seama de adevărata explozie a tehnicii de măsurare a mărimilor electrice — explozie ce se reflectă și în numărul mereu crescînd de metode și aparate cu care se măsoară diferitele mărimi electrice.

Întegul volum dovedește competența și seriozitatea autorului, dr. ing. Aurel Millea care de ani de zile s-a specializat temeinic în cadrul Institutului Național de Metrologie din București, după ani de activitate în învățămîntul superior tehnic.

Lucrarea este utilă inginerilor, subinginerilor, tehnicienilor și studenților care se interesează de problemele măsurării mărimilor electrice. Excelent concepută și beneficiind de un material grafic bine executat, fără îndoială că prezentul volum se situează la un nivel remarcabil în ceea ce privește calitatea astfel încît va fi deosebit de util și în practica curentă.

Toți cei care lucrează în cercetarea experimentală, în activități de laborator și care utilizează aparate electrice de măsurat pot profita din studierea acestui foarte serios volum.

Prof. dr. doc.
Edmond Nicolau

J. VOGEL și alții. **Grundlagen der elektrischen antriebstechnik mit berechnungsbeispielen** (bazele tehnicii acționărilor electrice cu exemple de calcul. Berlin VEB Verlag Technik, 1980 (ediția 2-a revizuită)

Lucrarea este elaborată de un valoros colectiv de cadre didactice și cercetători de la Universitatea tehnică „Otto von Guericke" din Magdeburg, R.D. Germană, fiind coordonată de coautorul prof. dr. ing. Johannes Vogel. Materialul este eșalonat în șase capitole și diferite anexe utile, conținînd de asemenea o listă de notații. Exemplele de calcul, numeroase, sînt incluse în cadrul fiecărui capitol.

Capitolul de început se referă la analiza proceselor de mișcare și reglare, a căror cunoaștere este necesară abordării celorlalte părți ale cărții. În acest capitol se acordă o atenție specială, justificată, determinării puterii mecanice cerute de diferite mașini de lucru. În capitolul al doilea se prezintă caracteristicile și posibilitățile de reglare a mașinilor electrice de acționare; în afara mașinilor rotative uzuale se examinează, pe scurt, și mașinile mono- și trifazate cu colector.

Un scurt capitol este dedicat elementelor constructive și montajelor pentru transmiterea energiei pe cale electromecanică (cuplaje electromagnetice și arbori electrici cu mașini asincrone). Se continuă apoi cu determinarea puterii, cu studierea condițiilor de funcționare și a dispozitivelor de protecție a mașinilor electrice de acționare. Procesele termice sînt studiate și pe baza principiului celor două corpuri, deci mai exact; se acordă atenție și proceselor nestaționare.

Capitolul 5 care cuprinde circa un sfert din volumul total al manualului, prezintă sistemele de acționare electrică cu mutatoare și elemente de reglare, realizate cu ajutorul electronicii de putere. Se tratează detaliat acționările electrice cu mașini de curent continuu și mutatoare cu comutație de la rețea, cît și cele alimentate de la diferite tipuri de variatoare cu tranzistoare și tiristoare. Se examinează și acționările electrice de curent alternativ și tiristoare, cît și efectele mutatoarelor asupra rețelelor de alimentare.

Capitolul terminal este rezervat acționărilor electice de mică putere și particularităților acestora, a căror cunoaștere este deosebit de utilă pentru necesitățile de ordin practic.

Anexele se referă fie la chestiuni de calcul (transformarea Laplace, procedeele de optimizare a circuitelor de reglare), fie la diferite elemente și date utile în proiectarea acționărilor electrice.

O listă bibliografică, ce însumează 53 de titluri, aproape în exclusivitate în limba germană, încheie lucrarea.

Scrisă clar, cu notații ce evită confuziile, cartea are în vedere atît aspectele de ordin fenomenologic, cît și cele de ordin cantitativ, fiind incontestabil o reușită, de certă valoare. S-ar putea totuși sugera autorilor, pentru o viitoare ediție, și tratarea acționărilor electrice numerice, în particular cu microprocesoare, în continuă dezvoltare. Ar mai putea prezenta interes și chestiuni legate de simularea comportării sistemelor de acționare electrică în cursul proceselor dinamice.

Recomandăm această lucrare tuturor celor ce se preocupă de sistemele de acționare electrică rotative.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Brașov.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 1157 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex. 01.12.26.

CAS
CCE
TIMIȘU DE SUS '81

SEP. 1 1

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

EDIȚIA a4-a
TIMIȘU DE SUS
8-10 oct '81
ORGANIZATĂ DE
CCSITS (ICCE)

În profilul Conferinței de SEMICONDUCTOARE sînt cuprinse următoarele grupări tematice:

- analiză și modelare
- circuite integrate
- dispozitive discrete
- tehnologii și metode de caracterizare
- testare și aplicații

Acceptarea lucrărilor se va face în două etape consecutive și interdependente. Pentru aceasta s-a fixat termenul limită pentru primirea rezumatelor: 30 mai 1981, termenul limită pentru primirea lucrărilor: 30 iulie 1981. Atît rezumatele, cît și lucrările complete se vor trimite tovarășului Statovici Mihai la adresa:

CCSITS (ICCE) str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 B, sector 2,72996 - București tel. 33. 38. 30/578 sau 33. 30. 40

Participanți la CAS 80

E 2040/h

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 5 • IULIE 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 **Nr.** 5 iulie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.391 : 370.092

CERCETARE-ÎNVĂŢĂMÎNT
ELECTROTEHNICĂ

Ciofu, L. V. : **Învăţămîntul şi cercetarea ştiinţifică românească din Moldova în domeniile fizicii şi electrotehnicii.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 161

Se prezintă dezvoltarea şi interdependenţa fizică-electrotehnică din Moldova în secolele XIX-XX. Promotorii, prima fizică, prima universitate şi primul institut electrotehnic româneşti, opţiunile contemporane în învăţămîntul, cercetarea şi industria electrotehnică-energetică din Moldova, sînt expuse succint.

CZ 621.355 :537.74

ACUMULATOARE DE ENERGIE
APARATE ELECTRICE
CALCULATOR DIGITAL

Popescu, C., Valentin, Gh. : **Program de calcul pentru sinteza schemelor cu patru acumulatoare de energie generatoare de unde de comutare.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 166

Lucrarea prezintă un program de calcul pe calculatorul digital cu ajutorul căruia s-au obţinut graficele necesare metodei grafoanalitice de determinare a parametrilor schemelor cu patru acumulatoare de energie.

CZ 621.362 :621.317.39

TERMOCUPLU
DIFUZIA CĂLDURII

Duţescu, I., Podeanu, P., Climov, V. : **Difuzia căldurii în conductoarele termocuplelor. Stare staţionară. Determinarea lungimii optime a conductoarelor. Tratare analitică şi cu calculatorul electronic.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 173

Lucrarea prezintă analitic şi cu calculatorul difuzia căldurii în firele unui termocuplu şi un program pentru determinarea lungimii optime a acestora.

CZ 621.317.39 :531.71

TERMOCUPLU
SISTEM DE MĂSURARE A TEMPERATURII

Constantinescu, I. : **Măsurarea temperaturii cu un sistem compact multifuncţional, controlat de microprocesor.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 176

Se abordează o metodă de măsurare a temperaturii, prin intermediul termocuplelor cu un sistem automat de măsurare, multicanal, controlat de un microprocesor. Liniarizarea prin interpolare numerică a caracteristicilor termocuplelor şi modul de compensare a joncţiunii reci, precum şi conversia analog-numerică de mare precizie, asigură o măsurare cu rezoluţia de 0,1°C şi o precizie mai bună de 1,5°C, în domeniul −120°C...+1 370°C. Metoda folosită este versatilă, putîndu-se aplica la măsurarea cu orice tip de termocuplu sau alt tip de traductor, căruia i se cunoaşte caracteristica tabelată.

CZ 621.3.015.1 :621.3.024

SURSĂ DE TENSIUNE

Constantinescu, N. : **Sursă de tensiune cu masă flotantă. Sursă de tensiune şi curent constante.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 183

Se analizează modul de funcţionare a surselor de tensiune stabilizate cu masa flotantă. Se prezintă două surse de tensiune stabilizate : 0−40 V/1A şi 0−40 V/0−1 A.

CZ 621.3 :621.313.33

MAŞINĂ ASINCRONĂ
CARACTERISTICĂ MECANICĂ

Mereanu, A. : **Ridicarea caracteristicii mecanice în regim dinamic la motoarele asincrone trifazate.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 188

Se prezintă rezultatele măsurătorilor prelucrate cu ajutorul calculatorului electronic, comparativ cu cele obţinute prin calcul cu ajutorul ecuaţiilor de comandă, pentru diferite tensiuni şi frecvenţe de alimentare.

CZ 621.391 :621.3.012.8

SURSE DE INFORMAŢII
MEMORII ASOCIATIVE
CIRCUITE INTEGRATE

Milea, L. : **Elemente structurale asociative pentru recunoaşterea şi evocarea relaţiilor de vecinătate în spaţiu şi timp existente în structura unei surse de informaţie.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 194

Articolul expune două feluri de elemente structurale de tip asociativ care pot recunoaşte şi evoca relaţiile de vecinătate în spaţiu şi timp existente între două obiecte ale unei surse de informaţie. Totodată se prezintă scheme-bloc de funcţionare a celor două elemente asociative.

CZ 621.318.4 :621.318.73

BOBINE DE INDUCTANŢĂ
ACŢIONĂRI CU CONVERTIZOARE

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Alegerea optimă a solicitărilor specifice *B* şi *J* şi determinarea dimensiunilor geometrice optime la inductanţele de c.c. în vederea realizării minimului de volum efectiv.**
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 198

Lucrarea abordează o metodă de dimensionare optimă a bobinelor de inductanţă, statice liniare, folosite pe partea de curent continuu a acţionărilor cu convertizoare.

CZ 621.365.5 :538.521

INDUCŢIE ELECTROMAGNETICĂ
BAIE METALICĂ

Pop, Fl. : **Amestecarea prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit.** *Partea I. Sisteme de amestecare prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în metalurgie.*
E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie, 1981, p. 207

Lucrarea prezintă o expunere unitară a sistemelor de amestecare prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în industria metalurgică. În partea I-a a lucrării sînt expuse unele realizări în domeniul instalaţiilor de amestecare, principalii parametri constructivi, sursele de alimentare şi se fac referiri la eficienţa economică.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.391 :370.092

НАУЧНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ-ОБРАЗОВАНИЕ
ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Чофу, Л. В.: **Образование и румынское научное исследование Молдавии в области физики и электротехники.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 161

Представляется развитие и взаимозависимость физики и электротехники Молдавии XIX—XX веков. Коротко излагается о зачинателях румынской науки, первой румынской физике, первом румынском университете и первом румынском электротехническом институте, о современных направлениях в образовании научном исследовании и энергетической промышленности в Молдавии.

УДК 621.355 :537.74

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ АККУМУЛЯТОРЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ
ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ МАШИНА

Попеску, К., Валентин, Г.: **Вычислительная программа для синтеза систем с четырми энергетическими аккумуляторами генерирующих коммутационные волны.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 166

Работа представляет вычислительную программу, осуществленную на цифровой ЭВМ, с помощью которой получили графики, необходимые графоаналитическому методу определения параметров схем с четырьмя энергетическими аккумуляторами.

УДК 621.362 :621.317.39

ТЕРМОПАРА
ТЕПЛОВАЯ ДИФФУЗИЯ

Дуцеску, И., Подяну, П., Климов, В.: **Тепловая диффузия в проводниках термопар. Стационарное состояние. Определение оптимальной длины проводников. Обработка аналитическая и с помощью ЭВМ.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 173

В работе аналитически и с помощью ЭВМ представляется тепловая диффузия в проводниках термопары и программа определения оптимальной длины этих проводников.

УДК 621.317.39 :531.71

ТЕРМОПАРА
АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ

Константинеску, И.: **Измерение температуры с помощью компактной многофункциональной системы, контролируемой микропроцессором.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 176

Рассматривается метод измерения температуры многоканальной автоматической системой измерения, контролируемой микропроцессором, посредством термопар. Линиаризация путем цифровой интерполяции характеристик термопар и способ компенсации холодного соединения, а также аналого-цифровое преобразование большой точности, обеспечивает измерение со степеньюю резрешения до 0,1°С и с точностью большей 1,5°С в диапазоне — 120°С . . . 1 370°С. Используемый метод изменяем и может быть применен при измерении с термопарами любого типа или с другого рода преобразователями, для которых известны характеристики из таблиц.

УДК 621.3.015.1 :621.3.024

ИСТОЧНИК НАПРЯЖЕНИЯ
ПЛАВАЮЩАЯ МАССА

Константинеску, Н.: **Источник напряжения с плавающей массой. Постоянный источник напряжения и постоянный ток.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 183

Анализируется способ функционирования источников напряжения, стабилизированных плавающей массой. Представляются два стабилизированных источника напряжения: 0—40/В/1А и 0—40/В/0—1А.

УДК 621.3 :621.313.33

АСИНХРОННАЯ МАШИНА
МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Меряну, А.: **Повышение механической характеристики в динамическом режиме в асингхронном трехфазном двигателе.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 188

Представляются результаты измерений, обработанные с помощью ЭВМ, в сравнении с результатами, полученными путем расчета с применением уравнений управления, для различных напряжений и частот питания.

УДК 621.391 :621.3.012.8

ИСТОЧНИКИ ИНФОРМАЦИИ
АССОЦИАТИВНЫЕ ПАМЯТИ
ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

Миля, Л.: **Ассоциативные структурные элементы для распознавания и воссрановления соседних отношений в пространстве и во времени, существующих в структуре источника информации.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 194

Статья представляет два типа структурных элементов ассоциативного типа, которые могут распознавать и восстанавливать соседние отношения в пространстве и во времени, существующие между двумя объектами источника информации. Одновременно представляются рабочие блок-схемы этих двух ассоциативных элементов.

УДК 621.318.4 :621.318.73

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ
ПРИВОДЫ С КОНВЕРТЕРАМИ

Бурчеа, Т. Кивулеску, К.: **Оптимальный выбор специальных нагрузок В и Ж и установление оптимальных геометрических размеров для катушек индуктивности постоянного тока с целью реализации минимума эффективного объема.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 198

В работе рассматривается метод оптимального определения размеров статических линиарных катушек индуктивности, используемых со стороны постоянного тока приводов с конвертерами.

УДК 621.365.5 :538.521

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ
МЕТАЛЛИЧЕСКАЯ ВАННА

Поп, Фл.: **Перемешивание посредством электромагнитной индукции ванн расплавленного металла.**
Часть I. Системы перемешивания посредством электромагнитной индукции ванн расплавленного металла, применяемых в металлургии.
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, июль 1981, стр. 207

Работа предсатвляет унитарное изложение систем перемешивания посредством электромагнитной индукции ванн расплавленного металла, применяемых в металлургической промышленности. В первой части работы представляются некоторые достижения в области перемешивающих установок, главные конструктивные параметры, источники питания и отмечается экономическая эффективность.

INHALT

DK 621.391 :370.092

FORSCHUNG – UNTERRICHT
GESCHICHTE DER ELECTROTECHNIK

Ciofu, L. V. : **Unterricht und rumänische wissenschaftliche Forschung aus der Moldau in den Bereichen der Physik und Elektrotechnik.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 161

Es werden die Entwicklung und die Interdependenz Physik – Elektrotechnik in der Moldau des XIX. und XX. Jh. geschildert. Die rumänischen Urheber, die erste Physik, die erste Universität und das erste Elektrotechnische Institut, die gegenwärtigen Möglichkeiten im Unterricht, in der Forschung und der elektrotechnisch-energetischen Industrie der Moldau werden knapp dargelegt.

DK 621.355 :537.74

ENERGIESPEICHER
ELECTROGERÄTE
RECHNER

Popescu, C., Valentin, Gh: **Rechenprogramm für Schaltwellen erzeugende Energiespeicher.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 166

Die Arbeit stellt ein digitalrechnergestütztes Rechenprogramm vor, mittels dessen die für die graphoanalytischen Methoden zur Bestimmung der Parameter der Schaltungen mit vier Energiespeichen notwendigen Diagramme erhalten werden.

DK 621.362 :621.317.39

THERMOELEMENT
WÄRMEDIFFUSION

Dufescu, I., Podeanu, P., Climov, V. : **Wärmediffusion in den Leitern der Thermoelemente. Stationärer Zustand. Bestimmung der optimalen Leiterlänge. Analytische Berechnung auch mit Elektronenrechner.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 173

Die Arbeit schildert die Wärmediffusion in den Leitern eines Thermoelements analytisch und mit dem Rechner und stellt ein Programm zur Bestimmung der optimalen Leiterlänge vor.

DK 621.317.39 :531.71

THERMOELEMENT
AUTOMATISCHES MESSSYSTEM

Constantinescu, I. : **Temperaturmessung mit einem multifunktionalen kompakten, über einen Mikroprozessor überwachten System.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 176

Die Arbeit schildert eine Methode zur Messung der Temperaturn mittels Thermoelementen mit einem automatischen, über einen Mikroprozessor überwachten Mehrkanalmessystem. Die Linearisierung der Thermoelementekennlinien durch digitale Interpolation und die Kompensierungsart des kalten Übergangs sowie die Analog-Digitalumwandlung grosser Genauigkeit sichern eine Messung mit der Auflösung von 0,1°C und einer Genauigkeit, die besser als 1,5°C ist, im Bereich −120°C ... +1 370°C. Die angewandte Methode ist veränderbar und kann zur Messung jedwelcher Art von Thermoelementen oder eines anderen Gebertypes, dessen in einer Liste verzeichnete Kennlinie bekannt ist, verwendet werden.

DK 621.3.015.1 :621.3.024

QUELLE MIT SCHWEBENDER MASSE

Constantinescu, N. : **Spannungsquelle mit schwebender Masse. Konstante Spannungs- und Stromquelle.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 183

Es wird dir Betriebsweise der stabilisierten Spannungsquellen mit schwebender Masse analysiert. Es werden zwei stabilisierte Spanungsquellen 0–40 V/1 A und 0–40 V/ 0–1 A vorgestellt.

DK 621.3 :621.313.33

ASYNCHRONMASCHINE
MECHANISCHE KENNLINIE

Mereanu, A. : **Die Aufnahme der mechanischen Kennlinie im dynamischen Betrieb bei Drehstromasynchronmotoren.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 188

Es werden die Ergebnisse der mittels eines Elektronenrechners verarbeiteten Messungen für verschiedene Speisespannungen und – frequenzen geschildert und mit den durch Berechnung mittels einer Steuergleichung erzielten Ergebnissen verglichen.

DK 621.391 :621.3.012.8

INFORMATIONSQUELLE
ASSOZIATIVER SPEICHER
INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Milea, L. : **Assoziative Strukturelemente zur Erkennung und Veranschaulichung der in der Struktur einer Informationsquelle existierenden Umgebungsbeziehungen in Raum und Zeit.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 194

Der Artikel stellt zwei Arten von Strukturelementen assoziativen Typs, die Umgebungbeziehungen in Raum und Zeit, die zwischen zwei Objekten einer Informationsquelle bestehen, erkennen und veranschaulichen können, vor. Gleichzeitig werden die Blockschaltbilder der zwei assoziativen Elemente angegeben.

DK 621.318.4 :621.318.73

INDUKTANZSPULE
GLEICHRICHTERANTRIEB

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Optimale Auswahl der spezifischer Beanspruchungen *B* und *J* und Bestimmung der optimalen geometrischen Abmessungen der Induktanzspule zur Verwirklichung des Effektiv-volumens.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 198

Die Arbeit schildert eine Methode zur optimalen Bemessung der statischen linearen Induktanzspule, die auf der Gleichstromseite der Gleichrichterantriebe verwendet werden.

DK 621.365.5 :538.521

MAGNETINDUKTION
METALLBAD

Pop, Fl. : **Mischung der Bäder mit geschmolzenem Mettall durch Magnetinduktion.** *Teil I. System zur Mischung durch Magnetinduktion der in der Metallurgie verwendeten Bäder mit geschmolzenem Metall.*
E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 5, Juli 1981, S. 207

Die Arbeit stellt die Systeme zur Mischung durch Magnetinduktion der in der metallurgischen Industrie verwendenten Bäder mit geschmolzenem Metall einheitlich dar. In ersten Teil der Arbeit werden einige Entwicklungen im Bereich der Mischsysteme, die konnstruktiven Hauptparameter und Speisequellen geschildert und auf ihren wirtschaftlichen Nutzen Bezug genommen.

CONTENTS

DC 621.391 :370.092

RESEARCH – EDUCATION
HISTORY OF ELECTRICAL ENGINEERING

Ciofu, L. V. : **Romanian education and scientific research in Moldavia in the fields of physics and electrical engineering.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, July 1981, p. 161

The development and the interdependence of physics and electrical engineering in Moldavia during the 19th and 20th centuries, are presented. The promoters, the beginning of the scientifical activity in physics, the first university and the first polytechnical institute in Romania, the present state in Moldavian education, research, and electrical and power industries, are briefly dealt with.

DC 621.355 :537.74

BATTERY ACCUMULATORS
ELECTRICAL EQUIPMENT
COMPUTER

Popescu, C., Valentin, Gh. : **A computer program for battery accumulators generating commutation waves.**
E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 5, July 1981, p. 166

The paper describes a digital computer program by means of which the plots necessary for the graphical-analytical method used for determining the parameters of the four – battery accumulators circuit diagrams, have been obtained.

DC 621.362 :621.317.39

THERMOCOUPLE
HEAT DISSIPATION

Dufescu, I., Podeanu, P., Climov, V. : **Heat dissipation in thermocouple conductors. Steady—state. Optimal conductor length. Analytical and computer — aided studies.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 173

The paper deals with the analytical and computer — aided studies on the heat dissipation through the wires of a thermocouple; a program for determining their optimal lenght is also presented.

DC 621.317.39 :531.71

THERMOCOUPLE
AUTOMATIC MEASURING SYSTEM

Constantinescu, I. : **Temperature measuring by means of a compact, multi-functional system, microprocessor—controlled.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 176

A new approach to the temperature measuring methods, through thermocuples, by means of an automatic, multichannel measuring system, microprocessor-controlled, is presented. The linearization, by numerically interpolating the thermocuple characteristics, as well as the highly accurate analogue — digital conversion, enable a measuring operation with a 0.1°C resolution, and a better accuracy than 1.5°C, in the range —120°C... + 1370°C. The method used is versatile, and it can be applied to the measurement operations performed by means of any types of thermocouples, or another type of transducer, its tabular characteristic being known.

DC 621.3.015.1 :621.3.024

FLOATING MASS SUPPLY

Constantinescu, N. : **Floating mass voltage supply. Constant voltage and current supply.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 183

The operating of the floating mass stabilized voltage supply is analysed. Two stabilized voltage sources are presented : 0—40V/1 A and 0—40 V/0—1 A.

DC 621.3 :621.313.33

INDUCTION MACHINE
MECHANICAL CHARACTERISTIC

Mereanu, A. : **The improvement of the dynamic condition mechanical characteristic of three-phase induction motors.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 188

The measurement results processed by means of the electronic computer, as compared to those obtained by means of the control equations, for different supply voltages and frequencies, are presented.

DC 621.391 :621.3.012.8

INFORMATIOM SOURCES
ASSOCIATIVE MEMORIES
INTEGRATED CIRCUITS

Milea, L. : **Associative structural elements for recognizing and evoking the space and time proximal relation in the structure of an information source.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 194

The paper describes two types of associative structural elements which can recognize and evoke the space and time proximal relations between two objects of an information source. The operation block-diagrams of the two associative elements are also presented.

DC 621.318.4 :621.318.73

INDUCTANCE COILS
CONVERTER DRIVES

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Optimal selection of the B and J specific stresses, and optimal geometrical size of the d.c. inductances in view of achieving the smallest effective volume.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 198

The paper deals with a method of optimally dimensioning the linear static inductance coils, used on the d.c. side of the converter drives.

DC 621.365.5 :538.521

ELECTROMAGNETIC INDUCTION
MELTING BATH

Pop, Fl. : **Electromagnetic induction mixing of the melted metal baths.** *Part I. Electromagnetic induction mixing systems of the melting baths used in metallurgical engineering.*
E.E.A.– **Electrotehnica 29**, nr. 5, July 1981, p. 207

The paper describes the electromagnetic induction mixing systems of the melted metal baths used in the metallurgical industry. In the first part of the paper, some developments in the mixing equipments field, the main constructive parameters, and the supply source are presented, and the economics of the systems is also referred to.

SOMMAIRE

CD 621.391 :370.092

RECHERCHE — ENSEIGNEMENT
HISTOIRE DE L'ELECTROTECHNIQUE

Ciofu, L.V. : **L'enseignement et la recherche scientifique roumaine en Moldavie dans les domaines de la physique et de l'électrotechnique.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, iulie 1981, p. 161

On traite sur le développement et l'interdépendance entre la physique et l'électrotechnique en Moldavie durant les siècles XIX—XX. On présente brièvement les promoteurs, la première physique, la première université et le premier institut électrotechnique roumains, les options contemporaines concernant l'enseignement la recherche et l'industrie électrotechnique-énergétique en Moldavie.

CD 621.355 :537.74

ACCUMULATEURS D'ENERGIE
APPAREILS ÉLECTRIQUES
CALCULATEURS

Popescu, C., Valentin, Gh. : **Le programme de calcul pour les accumulateurs d'énergie générateurs d'ondes de commutation.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, iulie 1981, p. 166

L'ouvrage présente un programme de calcul sur le calculateur numérique à l'aide duquel on obtient les graphiques nécessaires pour la méthode graphoanalytique, de détermination des paramètres des schémas ayant quatre accumulateurs d'énergie.

CD 621.362 :621.317.39

THERMOCOUPLE
DIFFUSION DE LA CHALEUR

Dufescu, I., Podeanu, P., Climov, C. : **La diffusion de la chaleur dans les conducteurs des thermocouples. L'état stationnaire. La détermination de la longeur des conducteurs de traitement analytique et à l'aide du calculateur électronique.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, iulie 1981, p. 173

L'ouvrage présente d'une manière analytique et employant le calculateur la diffusion de la chaleur dans les conducteurs d'un termocouple et un programme pour déterminer leur longeur optimum.

CD 621.317.39 :531.71

THERMOCOUPLE
SYSTÈME AUTOMATIQUE DE MESSURE

Constantinescu, I. : **La mesure de la témperature avec un système compact multifunctionel, controlé par un microprocessor.**
E.E.A. – **Electrotehnica 29**, nr. 5, iulie 1981, p. 176

On présente une méthode de mesure de la température, par l'intermédiaire des thermocouples, à l'aide d'un système automatique de mesure, multivoie, controlé par un microprocesseur. La linéarisation par l'interpolation numérique des caractéristiques des thermocouples et de la modalité de compensation de la jonction froide, ainsi que la conversion analogique — numérique de grande précision assurent une mesure ayant la résolution de 0,1°C et une précision meilleure que, 1,5°C dans le domaine —120°C... +1370°C. La méthode employée est versatile, pouvant être appliquée à la mesure de n'importe quel type de termocouple ou un autre type de traducteur, auquel on connaît la caractéristique tabulaire.

CD 621.3.015.1 :621.3.0

SOURCE MASSE FLOTTANTE

Constantinescu, N. : **Une source de tension à masse flotante. Une source de tension et de courant constantes.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie 1981, p. 183

On analyse la modalité de fonctionner des sources de tension stabilisées à masse flotante. On présente deux sources de tensions stabilisées : 0—40 V/1 A et 0—40 V/0—1 A.

CD 621.3 :621.313.33

MACHINE ASYNCHRONE
CARACTERISTIQUE MÉCANIQUE

Mereanu, A : **L'amélioration de la caractéristique mécanique en régime dynamique aux moteurs asynchrones triphasés.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie 1981, p. 188

On présente les résultats des mesures des tensions et des fréquences d'alimentation différentes traités à l'aide du calculateur électronique, par comparaison aux ceux obtenus par le calcul à l'aide des équations de commande.

CD 621.391. :621.3.012.8

SOURCES D'INFORMATIONS
MÉMOIRES ASSOCIATIVES
CIRCUITS INTÉGRÉS

Milea, L.: **Des éléments structuraux associatifs pour reconnaître et évoquer les rélations de voisinage en espace et en temps existentes dans la structure d'une source d'information.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie 1981, p. 194

L'article expose deux types d'élements structuraux de type associatif qui peuvent reconnaître et évoquer les rélations de voisinage en espace et en temps existentes entre deux objects faisant partie d'une source d'information. Toute à la fois on présente les schémas-bloc de fonctionnement des deux élements associatifs.

CD 621.318.4 :621.318.73

BOBINE D'INDUCTANCE
ACTIONNEMENTS AUX CONVERTISSEURS

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Le choix optimum des sollicitations spécifiques *B* et *J* la détermination des dimensions géométriques optimum aux inductances de courant continu afin de réaliser le minimum du volume effectif.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie 1981, p. 198

L'ouvrage traite sur une methode de dimensioner optimalement les bobines d'inductance, statiques linéaires, employées sur la partie de courant continu des actionnements ayant des convertisseurs.

CD 621.365.5 :538.521

INDUCTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE
BAIN MÉTALLIQUE

Pop, Fl. : **Le mélange par induction électromagnétique des bains de métal fondu.** *Première partie. Systèmes de mélange par induction électromagnétique des bains de métal fondu utilisés en métallurgie.*

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, nr. 5, iulie 1981, p. 207

L'ouvrage contient une présentation unitaire des systèmes de mélange par induction électromagnétique des bains de métal fondu utilisés dans l'industrie métallurgique. Dans la première partie de l'ouvrage on expose certains réalisations dans le domaine des instalations de mélange, les principaux paramètres constructifs, les sources d'alimentation et on fait des réfférences à l'éfficacité économique.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 5

CZ 621.391 :370.092

CERCETARE – ÎNVĂŢĂMÎNT ELECTROTEHNICĂ

Învăţămîntul şi cercetarea ştiinţifică românească din Moldova în domeniile fizicii şi electrotehnicii

VALERIAN L. CIOFU * – BUCUREŞTI

Istoria şcolii superioare din Moldova începe cel mai tîrziu cu Şcoala Palatină de la Suceava, atestată documentar în timpul domniei lui Alexandru cel Bun (1400—1432). Învăţămîntul superior, relativ public, în această parte de răsărit a României, debutează în anul 1562 prin Şcoala latină de la Cotnari, organizată de domnitorul Ion Despot Heraclides, fost profesor de matematici la Academia din Rostock, apoi cu Colegiul organizat la Iaşi în 1639 sub domnia lui Vasile Lupu. În 1766, domnitorul Grigore III Ghica organizează Academia domnească din Iaşi (cu limba de predare elină) dotată cu laboratoare şi bibliotecă şi în care programele de învăţămînt erau comparabile cu cele ale universităţilor străine. La această Academie era profesor Nichifor Theotokis care, în 1766 şi 1767, publică la Leipzig, în limba greacă, manualul de fizică în sens newtonian. În 1803 se înfiinţează Seminarul de la Socola, lîngă Iaşi, cu limba de predare română; după 1865 în programa acestei şcoli superioare se introduc şi ştiinţele. Gheorghe Asachi (1788—1869), inginer român, cu studii şi doctorat la Universitatea din Lvov şi cu studii de fizică şi matematici la Universitatea din Viena, devenit promotorul învăţămîntului superior în Moldova, inaugurează în 1814, în cadrul Academiei domneşti din Iaşi, o clasă de inginerie civilă cu toate disciplinele predate în limba română [1]. Treptat, s-a ajuns, ca din 1821, limba română să înlocuiască limba elină în învăţămîntul superior din Moldova. Din 1828 învăţămîntul superior românesc se desfăşoară la Şcoala Vasiliană din Iaşi. Această şcoală trimite din 1834 la Viena şi Luneville (Franţa) tineri merituoşi, ca bursieri, pentru a se specializa în inginerie, economie şi comerţ, drept etc.

În 1834 se deschid cursurile superioare din Moldova în noua Academie Mihăileană (după numele domnitorului Mihail Gr. Sturdza).

În anul şcolar 1838—1839 este numit profesor de înaltă matematică şi de fizică teoretică şi experimentală la această Academie, Teodor Stamati (1812—1852). Tînărul moldovean, fost student la Şcoala Vasiliană, se specializase între 1834—1838 la Universitatea din Viena, unde obţinuse doctoratul, bucurîndu-se de îndrumarea fizicianului A. von Ettinghausen şi a astronomului J. von Littrow. La Iaşi, din primii ani de activitate, excelentul profesor Stamati se preocupă de dotarea cu aparatură a unui laborator de fizică şi inginerie, organizînd primele lecţii cu demonstraţii experimentale din principatele române. El întreprinde primele cercetări ştiinţifice originale şi în 1847 publică rezultatele cercetărilor sale de ameliorare a comutaţiei unei maşini electrostatice, la care a obţinut o scînteie de 105 mm. De asemenea, face observaţii meteorologice şi studiază eclipsele solare din 1847 şi 1851 [2]. Dintre lucrările sale, cea mai importantă a fost primul curs de fizică pentru colegiu, în limba română, cu termenii tehnici tot în limba română, publicat la Iaşi în 1849 [3]. Inspirat după „Lehrbuch der Physik" de Fr. Kries dela Gotha şi după cursul lui G. Muncke de la Heidelberg, Stamati trata pe 188 pagini fizica împărţită în 3 părţi : fizica generală (corpurile solide şi fluide), fizica specială (fenomene fizice) şi fizica aplicată (geografie fizică şi meteorologie). În anul 1859 Moldova şi Muntenia se unesc şi formează Statul naţional român. Un an mai tîrziu, în 1860, se deschide la Iaşi prima Universitate românească. Avîntul învăţămîntului din Moldova din prima jumătate a secolului al 19-lea, cît şi după unire, a constituit un miraj pentru intelectualii români din Transilvania, aflată sub ocupaţie străină.

Printre numeroşii dascăli ardeleni, care au trecut în Moldova pentru întregirea corpului profesoral românesc, un loc de seamă l-a ocupat Ştefan Micle (1820—1879). Născut lîngă Cluj, Şt. Micle urmează studiile din Transilvania, par-

* ICPE – Bucureşti.

ticipă la revoluţia de la 1848, apoi, în 1850, pleacă ca bursier la Politehnica din Viena, unde face studii strălucite. În 1855 vine la Iaşi unde este numit profesor de fizică la Academia Mihăileană;

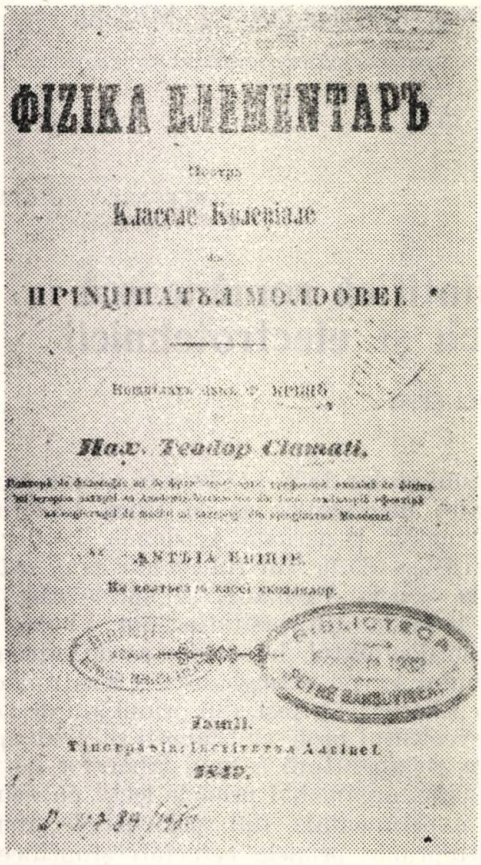


Fig. 1. Primul manual de fizică în limba română. Teodor Stamati, Iaşi, 1849.

aici ţine şi primele lecţii publice de electricitate, însoţite de experimentări. În anul 1860 este numit profesor de fizică şi chimie la Universitate, devenind apoi decanul facultăţii de ştiinţe, iar din 1867, timp de 8 ani este rector al Universităţii-Iaşi [4]. Şt. Micle s-a remarcat ca un mare profesor experimentator, creator de şcoală naţională, promotor al terminologiei româneşti în fizică şi un mare patriot.

Spre sfîrşitul secolului 19 şi începutul secolul 20, ca personalitate proeminentă în fizică şi electrotehnică la Iaşi s-a impus Dragomir Hurmuzescu (1865—1954), caracterizat pe drept cuvînt de urmaşii săi ca decanul fizicienilor români [5]. Născut la Bucureşti, începe în 1865 studiile la şcoala normală superioară, iar în 1887 pleacă la Paris ca bursier al facultăţii de ştiinţe. Acolo devine student al profesorului Gabriel Lippmann. În 1890 obţine licenţa în fizică la Sorbona, iar în 1896 doctoratul. În acelaşi an revine în ţară şi este numit profesor de fizică la Liceul internat şi conferenţiar la Universitatea din Iaşi. Avînd temeinice cunoştinţe de fizică modernă, probate la pregătirea tezei de doctorat, în domenii ca: electroscopul, razele X, magnetizarea, dielectricii, realizarea primului generator de curent continuu de 4 000 V etc. [6], dr. D. Hurmuzescu organizează în noua clădire a Universităţii din Iaşi un laborator de fizică cu următoarele compartimente: radiografie şi radioscopie, fotografie, meteorologie, verificări şi etalonări de aparate şi atelier de construcţii de aparate de laborator. Spiru Haret, profesor de matematici şi astronomie de renume mondial, cu studii strălucite la Bucureşti şi Sorbona, devenind ministru al învăţămîntului finanţează în 1897 dotarea laboratorului de fizică al Universităţii din Iaşi cu 150 000 lei. În 1901, Hurmuzescu înfiinţează la Iaşi „Societatea de ştiinţe" şi începe publicarea revistei „Les Anales scientifiques de l'Université de Jassy" care apare şi astăzi. În 1902 organizează la Iaşi „Primul Congres pentru înaintarea ştiinţelor în România" în colaborare cu P. Poni şi C.I. Istrati la care el prezintă trei comunicări şi o conferinţă de popularizare (Telegrafia fără sîrmă). Profesorului Hurmuzescu îi revine marele merit de a fi întrevăzut dezvoltarea ce urmau să capete în viitor aplicaţiile electricităţii. În anul şcolar 1910/1911 inaugurează „Şcoala de electricitate de pe lîngă universitatea din Iaşi" care din 1912 capătă numele de „Institutul electrotehnic" al Universităţii din Iaşi cu durata de studii de 3 ani şi care în 1937/38 a devenit Facultatea de electrotehnică a Şcolii politehnice „Gh. Asachi" din Iaşi. În 1902 publică cursul său de „Căldură şi electricitate", iar în 1911 cursul de „Electricitate generală". În aprilie 1913 (după 17 ani de profesorat în Moldova) prof. dr. Hurmuzescu se transferă la Facultatea de ştiinţe din Bucureşti ca profesor la noua Catedră de aplicaţiile căldurii şi electricităţii. Tot în 1913, el înfiinţează şi la Universitatea din Bucureşti un Institutut electrotehnic unversitar. În 1933 publică, pentru prima dată în România, un studiu privind supraconductibilitatea metalelor.

Pleiada de dascăli moldoveni care au îmbogăţit cu idei noi patrimoniul fizicii şi electrotehnicii româneşti în preajma şi după marea unire a României din 1918, este deosebit de bogată. Unul dintre aceştia, care a reuşit să creeze o şcoală modernă de fizică la Iaşi şi să se afirme ca cercetător de prestigiu mondial a fost Ştefan Procopiu (1890—1972). Născut la Bîrlad, urmează studiile la Universitatea din Iaşi între 1908—1912. Afirmîndu-se ca un student excepţional, îl preocupă, încă de pe băncile facultăţii, fenomenele fizice intime ale materiei. În 1912 postulează şi în 1913 publică conceptele sale teoretice asupra momentului magnetic molecular sau magnetonul teoretic [7]. Astăzi este recunoscut că fizicianul danez Niels Bohr a regăsit relaţia descoperită de Şt. Procopiu. În 1919, asistentul Şt. Procopiu obţine, prin concurs, bursa V. Adamaschi şi pleacă la Paris unde-şi pregăteşte doctoratul în laboratorul prof. G. Lippmann de la Sorbona. În 1924 îşi susţine la

Paris teza asupra „birefrigenței electrice și magnetice a suspensiilor", apoi revine în țară și din 1925 pînă la sfîrșitul vieții sale lucrează ca profesor la Catedra de gravitație, căldură și electricitate a Universității din Iași. A fost decan al Facultății de electrotehnică a Școlii politehnice-Iași, apoi al facultății de științe a Universității din Iași, promovînd un învățămînt modern. Ca profesor teoretician, experimentator și distins pedagog a publicat cursuri universitare și a format numeroase generații de fizicieni și ingineri. Numele său s-a înscris în patrimoniul fizicii prin descoperirile recunoscute pe plan mondial, care-i poartă numele :

— **Magnetonul Bohr-Procopiu (1912)** care are expresia $M = \frac{h}{4\pi} \cdot \frac{e}{m}$ (în care h este constanta lui Plank, e — sarcina electrică a electronului pe orbită și m — masa electronului) ;

— **Fenomenul Procopiu (1921),** legat de depolarizarea luminii de către lichidele care conțin în suspensie particole cristaline ;

— **Efectul Procopiu (1930),** efectul circular al discontinuităților magnetice ce apar la trecerea c.a. prin fire de metale feromagnetice. Pe plan național, Ștefan Procopiu și școala sa de la Iași, efectuează determinări precise ale elementelor cîmpului magnetic terestru, trasează hărțile magnetice ale întregii Românii, calculează variațiile seculare ale României și descoperă creșterea din 1932 a momentului magnetic al pămîntului.

Ștefan Procopiu a fost membru titular al Academiei R.S. România și șeful Secției de fizică a filialei din Iași a Academiei R.S.R., din 1955. A publicat 135 lucrări științifice și numeroase articole de popularizare, fiind considerat ca cel mai proeminent fizician român.

Dintre foștii studenți ai prof. dr. Hurmuzescu la Iași, o activitate prodigioasă în fizică a desfășurat eruditul profesor Constantin G. Bedreag (1883—1963). Născut la Rusca, județul Fălciu, obține în 1905 licența în științe la Universitatea din Iași și în 1911 licența în fizică la Sorbona, iar în 1919 susține teza de doctorat la Iași cu titlul „Electrizarea prin raze X ; efectul radioelectric". Din 1905 lucrează ca asistent la catedra de fizică a Universității din Iași ; în 1920 este numit profesor suplinitor la Iași, în 1926 profesor universitar la Cernăuți, iar din 1940 revine din nou ca profesor la Universitatea din Iași. Publică la Iași, Cernăuți și București 80 de lucrări, afirmîndu-se ca promotorul fizicii nucleare în România ; la bătrînețe publică „Bibliografia fizicii române" [5].

Atomistul român care a dorit să înscrie numele Moldovei în tabloul periodic al elementelor a fost Horia Hulubei (1896—1972). Născut la Tigănești, județul Iași, H. Hulubei urmează liceul și facultatea de științe la Iași. Ca student excepțional, în 1923 este numit preparator la chimie fizică iar în 1926 ca asistent suplinito la laboratorul de fizică experimentală al Universității din Iași. Între 1927—1933 se specializează la Paris și obține titlul de doctor cu teza „Contribuții la studiul difuziei cuantice a razelor X"

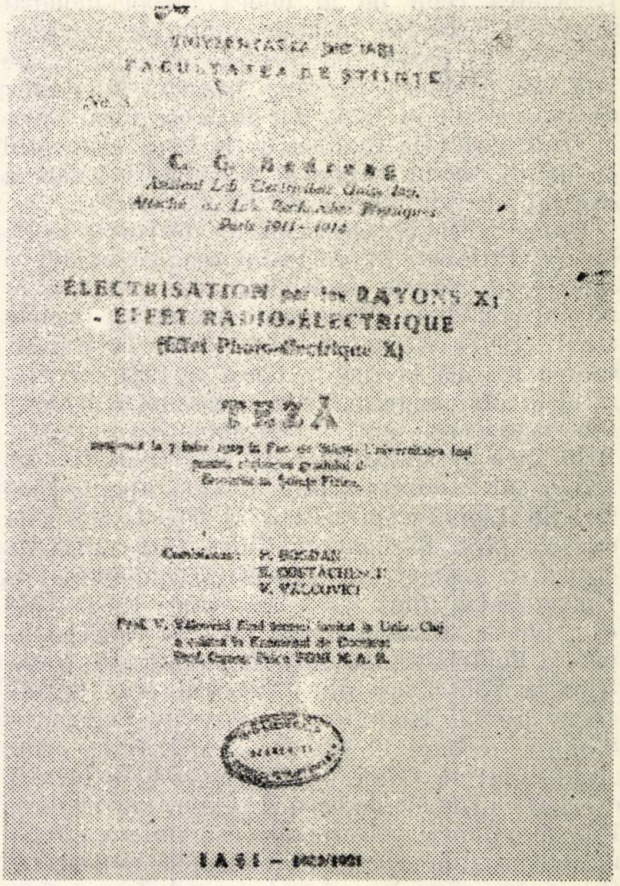


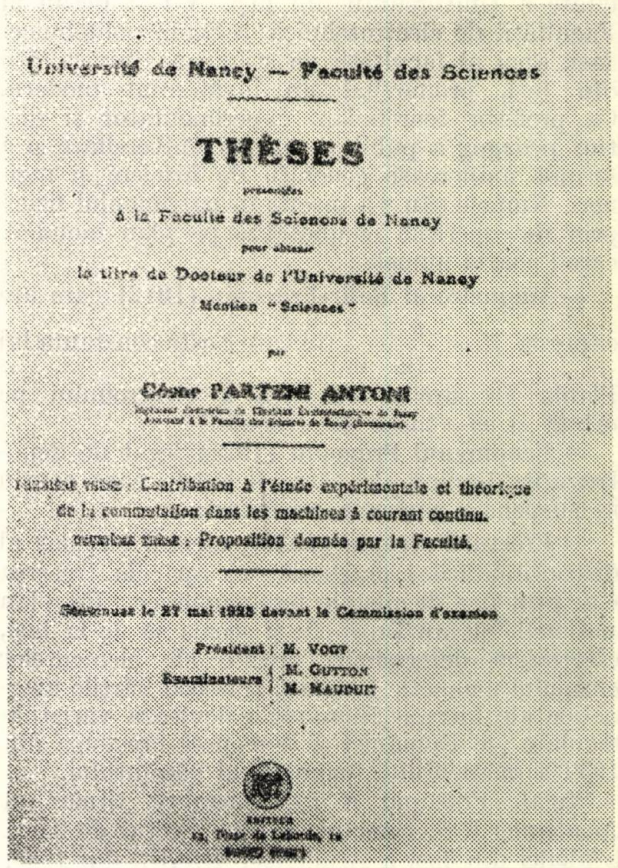
Fig. 2. Teza de doctorat a prof. C.G. Bedreag, Iași, 1919.

sub conducerea prof. J. Perrin. Din 1934 promovează ca maître de recherches, iar în 1938 ca director de cercetări la Sorbona și membru corespondent al Academiei de științe de la Paris. În 1936 este numit conferențiar de structura materiei la Universitatea din Iași iar din 1938 profesor titular. În 1940 se transferă la Universitatea din București, iar din 1948 este numit director al Institutului de fizică al Academiei R.P. Române, apoi al Institutului de fizică atomică din București. A fost membru al Academiei R.S. România și membru în consiliile științifice ale mai multor academii, institute și societăți științifice din străinătate. A publicat numeroase lucrări în domenii noi ca sprectroscopia optică, efectul Raman, fizica particolelor elementare și a energiilor mari, radiații Röentgen și gamma etc. În anii 1935—39, cercetează la Sorbona elementul necunoscut cu numărul atomic 87. Prima comunicare o face în ședința din 8 Iunie 1936 a Academiei de științe de la Paris, cînd, avînd convingerea că descoperă un izotrop stabil al elementului radioactiv cu nr. 87 îi propune numele Moldaviu. În a treia comunicare publică (8) ținută la Paris la 6 noiembrie 1939, argumentarea sa se încheie

cu această frază de un patetic patriotism :„Pour cet élément 87 j'ai proposé le nom de Moldavium (Ml) en hommage à la Moldavie, province roumaine, marche avancée vers l'Est de la latinité"*. Izbucnirea celui de al doilea război mondial avea să întrerupă relaţiile culturale româno-franceze. În paralel cu ultimele comunicări ale prof. H. Hulubei, fiziciana franceză M. Perrey descoperea tot în 1939, dar în laboratorul Curie al Institutului de Radium de la Paris elementul cu nr. 87, ca un izotop al Actiniului, şi care a căpătat ulterior numele de Francium (Fr).

Dintre fizicienii ieşeni care au dezvoltat teoria lui Şt. Procopiu în domeniul magnetismului şi şi-au legat numele de laboratoarele din învăţămîntul politehnic a fost prof. Alexandru Cişman (1897—1967). Născut la Iaşi, obţine la Universitatea ieşeană licenţa în fizică în 1921 şi doctoratul în 1924, cu teza „Viteza sunetului în lichide" sub conducerea prof. P. Bogdan. Între 1924—1926 face o specializare la Universitatea din Nancy sub conducerea prof. Gutton, apoi în 1930 face un stagiu de specializare la Dresda sub conducerea prof. Barkhausen. Între 1919—1938 lucrează ca asistent, şef de lucrări şi conferenţiar la Universitatea din Iaşi, iar între 1938—1948 ca profesor de radiotehnică apoi de fizică generală la Politehnica din Iaşi, după care este transferat la Politehnica din Timişoara. Aici organizează primul laborator de cercetări magnetice. Slujitor pasionat al catedrei, ca deosebit pedagog şi experimentator, publică peste 40 de lucrări, excelente manuale de liceu şi cursuri universitare. Printre ultimele sale lucrări este sinteza „Fenomene fizice în metale feromagnetice solicitate" [9], în care dezvoltă cel mai general efect magnetoelastic, efectul Procopiu.

Se poate afirma că, după Dragomir Hurmuzescu, cel mai remarcabil organizator al învăţămîntului electrotehnic superior din România democrată a fost Prof. Cezar Parteni-Antoni (1900—1956). Născut la Iaşi, obţine diploma de inginer electrotehnic al Universităţii din Iaşi în 1922. Încă din ultimul an de studenţie, este numit preparator, apoi asistent la catedra de electricitate, iar după absolvire începe să predea cursul de construcţia maşinilor electrice. Pleacă apoi la specializare la Universitatea din Nancy (Franţa), unde în 1925 obţine titlul de doctor în ştiinţe cu teza „Contribuţii la studiul comutaţiei maşinilor electrice", sub conducerea prof. A. Mauiduit [10]. În 1928 este definitivat conferenţiar, apoi pofesor de maşini electrice la Şcoala politehnică „Gh. Asachi" din Iaşi. A publicat peste 30 de studii de specialitate şi cursuri de maşini electrice. De la teza de doctorat pînă la ultima sa monografie ştiinţifică [11] prof. C. Parteni-Antoni a excelat prin pasiunea de cercetător al fenomenelor fizice în maşinile electrice, precept ce l-a caracterizat în întreaga sa activitate didactică, încurajînd şi pe asistenţii săi la investigarea fenomenelor fizice necunoscute în maşinile electrice [12]. Între 1944—1950 a fost rectorul Institutului politehnic din Iaşi,


Université de Nancy — Faculté des Sciences

THÈSES

à la Faculté des Sciences de Nancy

pour obtenir

le titre de Docteur de l'Université de Nancy

Mention « Sciences »

par

César PARTENI ANTONI

Thèse n° 1 : Contribution à l'étude expérimentale et théorique de la commutation dans les machines à courant continu.

Thèse n° 2 : Proposition donnée par la Faculté.

Soutenues le 27 mai 1925 devant la Commission d'examen

Président : M. VOGT

Examinateurs : M. GUTTON, M. MAUDUIT

Fig. 3. Teza de doctorat a prof. ing. Cezar Parteni-Antoni, Nancy, 1925.

între 1951—1953 a condus noul Institut de maşini şi aparate electrice din Craiova, iar din 1955 pînă la sfîrşitul vieţii sale a fost prorector şi rector al Institutului politehnic din Bucureşti. În calitate de conducător de şcoli, prof. Cezar Parteni-Antoni a militat şi a realizat mari laboratoare didactice şi de cercetare a maşinilor electrice şi a pregătit numeroase generaţii de ingineri, care s-au impus cu competenţă, la rîndul lor, în promovarea industriei, învăţămîntului şi cercetării electrotehnice româneşti.

Dar şcoala fizicienilor şi electricienilor din Moldova are dimensiuni greu de cuprins într-o comunicare. Ea mai cuprinde personalităţi remarcabile ca prof. Th. Ionescu (doctorat la Iaşi şi la Nancy, transferat la Bucureşti din 1941), prof. Teofil T. Vescan (doctorat la Cluj), prof. C. Mihul şi prof. Irina Mihul (cu doctorate la Nancy), prof. E. Bădărău (doctorat la Pisa), prof. Th. Cimpan (doctorat la Cernăuţi), prof. V. Petrescu (doctorat la St. Procopiu), prof. N. Boţan (doctorat la C. Parteni), prof. N. Calinicenco (doctorat la St. Procopiu), prof. I. Plăcinţeanu (doctorat la Göttingen), prof. Emil Luca (doctorat la Iaşi),

* „Pentru acest element 87 am propus numele Moldavium (Ml) ca omagiu Moldovei, provincie românească, la graniţele de răsărit ale latinităţii'.'

prof. Ghe. Vasiliu (doctorat la Iaşi) şi alţii contemporani nouă.

În anii regimului democrat-popular, învăţământul, cercetarea şi economia românească au fost supuse unor prefaceri radicale care le-au transformat în bunuri ale întregului popor şi le-au ridicat continuu nivelul calitativ. Legea pentru reforma învăţământului şi legea privind naţionalizarea principalelor întreprinderi votate de Marea Adunare Naţională în 1948 au constituit momente istorice importante în edificarea unei Românii moderne. Timp de peste 30 de ani, învăţământul, cultura şi economia se află în centrul atenţiei planurilor de dezvoltare multilaterală a României socialiste. Pe linia învăţământului, pe lîngă dezvoltarea şi modernizarea bazei materiale a facultăţilor de fizică şi electrotehnică din Iaşi, au apărut pe harta Moldovei Universitatea din Galaţi, Institutul universitar din Suceava şi Institutul pedagogic universitar din Bacău. Specialişti în fizică şi inginerie electrotehnică se specializează prin doctorantură la Iaşi. Din 1946 apare cu regularitate Buletinul Institutului politehnic din Iaşi, periodic binecunoscut în ţară şi străinătate. Un număr de licee au profil de fizică sau de electrotehnică. Pe planul cercetării ştiinţifice, în Iaşi funcţionează un centru de cercetări în fizică tehnică şi o filială a Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică din Bucureşti. Cadrele didactice, cercetătorii şi specialiştii din industrie colaborează fructuos la promovarea unor programe complexe de cercetări, cuprinzînd teme ca: natura fizică a cîmpului gravitaţional, plasma, fizica corpului solid, aplicaţiile ferofluidelor, aparatură electronică, acţionări electrice automatizate, traductoare şi elemente de automatizare, materiale magnetice, maşini electrice, sustentaţia magnetică etc.

Institutul „Petru Poni" din Iaşi şi Centrul de cercetări din Săvineşti promovează cercetări de vîrf ca: răşini, hîrtii şi folii sintetice electroizolante etc. Pe planul dezvoltării industriale, în profilul temei noastre, în Moldova s-au construit şase fabrici electrotehnice şi electronice; industria energetică este azi reprezentată prin 11 hidrocentrale electrice pe Bistriţa (cu o putere totală de 450 MW) şi una pe rîul Prut, precum şi numeroase termocentrale electrice (din care Borzeşti de 800 MW).

Avîntul pe care l-a luat învăţământul superior din acest profil în Moldova, se poate exemplifica cu cîteva cifre. Institutul electrotehnic din Iaşi era frecventat în 1913/1914 de 29 studenţi, facultatea electrotehnică era frecventată în 1939/1940 de 154 studenţi [13], iar în 1980/1981 numărul studenţilor electricieni este de 2 470, cu specializări la absolvire în: electrotehnică, energetică, electronică şi telecomunicaţii sau automatizări şi calculatoare. Studiază astăzi la Iaşi şi studenţi străini. În plus, secţia electromecanică a Universităţii din Galaţi şcolarizează 100 de studenţi subingineri. În acelaşi an, facultatea de fizică din Iaşi, şcolarizează peste 300 studenţi.

Concluzii

1. Învăţământul superior şi cercetarea ştiinţifică românească în fizică şi electrotehnică au în Moldova tradiţii de peste un secol şi jumătate. Ele s-au afirmat pe plan naţional şi internaţional printr-un complex de particularităţi formative şi de climat intelectual, în condiţiile formării statului naţional român şi a dezvoltării continue a relaţiilor culturale cu celelalte centre culturale româneşti, ca şi cu ţările dezvoltate din Europa.

2. Învăţământul, cercetarea ştiinţifică şi industria electrotehnică au cunoscut în Moldova, ca şi în întreaga Românie, dezvoltări spectaculoase în ultimele trei decenii, ca rezultat al organizării socialiste a societăţii româneşti.

3. Marii dascăli din Moldova care s-au afirmat în domeniile fizicii şi electrotehnicii au fost intelectuali de cultură enciclopedică şi vibrant patriotism; mulţi dintre ei au contribuit în mod remarcabil la formarea fizicienilor şi inginerilor, ca şi la organizarea învăţământului superior, în întreaga ţară.

Bibliografie

[1] *Enescu, N.C.* Gheorghe Asachi, organizatorul şcolii naţionale din Moldova. Bucureşti 1962, p. 49—50.

[2] *Atanasiu, G., Câmpan, T.* Teodor Stamati, primul fizician moldovean. Bucureşti 1940.

[3] *Teodor Stamati, Paharnic.* Fizica elementară pentru clasele colegiale din prinţipatul Moldovei, Iaşi 1849.

[4] *Emil Pop.* Ioan Popp şi Ştefan Micle, doi ctitori ai învăţământului ştiinţific din România. Sibiu 1944.

[5] *Bedreag, C.G.,* Bibliografia fizicii române. Biografii. Bucureşti 1957.

[6] *Ghica, C.A.* Dragomir Hurmuzescu. Bucureşti 1967.

[7] *Procopiu, Şt.* Opere alese. Bucureşti, 1979.

[8] *Hulubei, H.* Sur l'élement 87(Ml) (Extrait des comptes rendus des séances de l'Ac. Sc. du 6 Nov. 1939) Paris.

[9] *Cişman, A.* s.a. Fenomene fizice în metale feromagnetice solicitate. Bucureşti 1968.

[10] *Parteni-Antoni, C.* Contribution a l'étude experimentale et théorique de la commutation dans les machines a courant continu. Paris 1925.

[11] *Parteni-Antoni, C, Antoniu, I.S.* Comportarea maşinilor electrice la unda de şoc. Bucureşti, 1957.

[12] *Ciofu, Val.* Untersuchung der Teilentladungen bei einigen Elektroisolierstoffen für explosionsgeschützte elektrische Maschinen mit erhöhter Sicherheit. In: ETZ-A. Juni 1971 p. 381—385.

[13] *Bofan, N.V.* ş.a. Institutul politehnic „Gh. Asachi", Iaşi 1912—1962.

CZ 621.355 :537.74

ACUMULATOARE DE ENERGIE
APARATE ELECTRICE
CALCULATOR DIGITAL

Program de calcul pentru sinteza schemelor cu patru acumulatoare de energie generatoare de unde de comutare

CHIRIL POPESCU şi GHEORGHE VALENTIN * — BUCUREŞTI

În cadrul cercetărilor anterioare privind comportarea la supratensiunile de comutare a izolaţiei externe a aparatelor electrice [1], s-a stabilit o metodă grafoanalitică de determinare a parametrilor schemelor cu patru acumulatoare de energie, adoptate, datorită avantajelor lor [2], pentru generatoarele de unde de comutare. Graficele care stau la baza metodei stabilite, pentru schema din figura 1, sînt curbele de variaţie a constantelor de timp τ_1, τ_{22} şi τ_3 şi a coeficientului de utilizare η, în funcţie de $\beta = C_2/C_1$, pentru diferite forme de unde de comutare definite de CEI [3].

În cele ce urmează se va prezenta programul de calcul pe calculatorul digital, cu ajutorul căruia s-au obţinut graficele necesare metodei, pentru a putea fi utilizat în aplicaţiile care au la bază schema echivalentă din figura 1, dar urmăresc să obţină alte forme de undă decît cele stabilite de CEI [3], pentru undele de comutare.

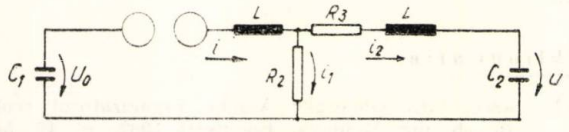


Fig. 1. Schema de bază, cu patru acumulatoare de energie.

$$\tau_1 = R_2C_1 = R_2\frac{C_2}{\beta};\quad \tau_{22} = R_3C_2;\quad \tau_3 = \frac{L}{R_2} =$$

$$= \frac{\gamma}{\beta\tau_1}\quad \gamma = LC_2;\ \beta = \frac{C_2}{C_1}$$

1. Principiul de bază al programului de calcul

Din teoria schemelor cu patru acumulatoare de energie [2], au rezultat expresiile care stau la baza programului de calcul realizat şi care se redau în anexa 1.

Din analiza acestor expresii rezultă că funcţiile-original, în ambele ipoteze, sînt perfect definite dacă se cunosc valorile β, τ_1, τ_{22} şi γ.

Pentru a determina prin puncte curbele $\tau = f(\beta)$, pentru o formă de undă aperiodică dată prin valorile raportului $\alpha = T_2/T_1'$ şi a duratei pînă la o semiamplitudine T_2, este necesar să se găsească, dintr-un şir de valori, o anumită valoare pentru γ, care să conducă la o funcţie-original $u/U_0 = f(t)$ ce îndeplineşte următoarele condiţii impuse de CEI [3]:

$$\left.\begin{aligned} f(t_1) &= \left(\frac{u}{U_0}\right)_{max} = \eta, \text{ pentru } t_1 = \frac{T_2}{\alpha} = T_1' \\ f(t_2) &= \frac{1}{2}\left(\frac{u}{U_0}\right)_{max}, \text{ pentru } t_2 = T_2 \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

să nu aibă pe vîrf o supraoscilaţie mai mare de 5%.

Deci, pentru fiecare α, T_2, β, γ ales, este necesar să se adopte nişte valori iniţiale $\tau_{1(0)}$ şi $\tau_{22(0)}$ arbitrare, pentru a se putea determina funcţiile-original.

Cu întregul set de valori α, T_2, β, γ, $\tau_{1(0)}$, $\tau_{22(0)}$ se pot efectua toate calculele, putîndu-se ajunge la situaţiile ce se analizează în continuare.

a — se găseşte o funcţie-original care are o formă diferită de cele prezentate de relaţiile (1.4) şi (1.6). În acest caz se ia altă valoare pentru γ;

b — se găseşte o funcţie-original care are una din formele prezentate de relaţiile (1.4) şi (1.6). În acest caz se determină valoarea lui $t = t_1$ pentru care funcţia-original prezintă un maxim $(u/U_0)_{max}$. Dacă $t_1 \neq T_2/\alpha = T_1'$, se reiau calculele înlocuind în setul de valori pe $\tau_{22(0)}$ cu o altă valoare $\tau_{22(1)}$ şi aşa mai departe pînă este satisfăcută relaţia $t_1 = T_1'$.

Deoarece durata pînă la valoarea de vîrf este direct proporţională cu constanta de timp τ_{22} se ia ca valoare iniţială $\tau_{22(0)} = T_2/\alpha$, iar formula de recurenţă între două valori succesive ale lui τ_{22} s-a stabilit a fi:

$$\tau_{22(i+1)} = \tau_{22(i)}\frac{T_2}{t_1^{(i)}}, \quad (2)$$

$$i = 0 \ldots n \qquad i = 0 \ldots n.$$

Din analiza expresiilor (1.2) rezultă că pot apărea situaţii în care τ_{22} ia valori atît de mici încît să nu mai influenţeze parametrii funcţiei original şi, deci, aceasta devine succesiv maximă pentru aceeaşi valoare $t_1 \neq T'$. În acest caz este necesar să se ia altă valoare pentru γ;

c — ca urmare a operaţiilor de la punctul b se găseşte o funcţie-original care are una din formele date de relaţiile (1.4) şi (1.6) şi prezintă

* I.C.P.E. — Bucureşti

un maxim pentru $t = t_1 = T_2/\alpha$, setul de date de intrare fiind α, T_2, β, γ, $\tau_{1(0)}$, $\tau_{22(i)}$, $(i = 0 \ldots n)$.

În cazul în care funcția-original are forma (1.6) poate apare pe vîrful undei aperiodice o supraoscilație care nu trebuie să depășească mărimea impusă de CEI [3], adică să nu fie mai mare de 5%. Deoarece în normele CEI nu este precizat modul de definire a acestei supraoscilații, s-au utilizat aceeași expresie ca și cea folosită de alți autori [4, 5] și anume:

$$B = \frac{k_2 e^{-\delta t_1} \sin \omega t_1 - k_4 e^{-\delta t_1} \cos \omega t_1}{-k_3 e^{-p_1 t_1} + k_1 e^{-p_2 t_1}} 100 \leqslant 5, \quad (3)$$

notațiile fiind cele utilizate în expresia (1.6).

În cazul în care relația (3) nu este satisfăcută se schimbă valoarea lui γ.

În cazul în care relația (3) este satisfăcută, ca și în cazul în care funcția-original este de forma (1.6), se calculează timpul t_2 pentru care funcția ia valoarea $1/2.(u/U_0)_{max}$.

Dacă $t_2 \neq T_2$ se reiau calculele de la început, înlocuind în setul de date de intrare pe $\tau_{1(0)}$ cu o altă valoare $\tau_{1(1)}$ și așa mai departe pînă este satisfăcută relația $t_2 = T_2$.

Deoarece durata pînă la semiamplitudine este direct proporțională cu constanta de timp τ_1 se ia ca valoare inițială $\tau_{1(0)} = T_2$, iar formula de recurență între două valori succesive ale lui τ_1 s-a stabilit a fi:

$$\tau_{1(i+1)} = \tau_{1(i)} \frac{T_2}{t_{2(i)}}, \quad (4)$$

$$i = 0 \ldots n \quad i = 0 \ldots n.$$

Trebuie menționat faptul că orice modificare a lui τ_1 duce la modificări ale formei funcției-original și, deci, se impune să se verifice dacă noua formă are un maxim pentru $t = t_1 = T_2/\alpha$ și, eventual, să se modifice corespunzător τ_{22};

d — ca urmare a tuturor operațiilor anterioare se găsesc pentru datele de intrare α, T_2, β, $\gamma_{(j)}$, valorile $\tau_{1(k_1)}$, $\tau_{22(l_1)}$, $\tau_{3(m_1)}$ care asigură ca funcția-original să îndeplinească condițiile (1). Cu aceste valori se găsește cîte un punct de pe curbele căutate $\tau = f(\beta)$. Pentru aceeași valoare a lui β se pot obține mai multe puncte ale curbelor $\tau = f(\beta)$ caracterizate fiecare de o anumită valoare pentru γ.

Dîndu-se succesiv valori diferite lui β se pot determina curbele $\tau = f(\beta)$ pentru o formă de undă dată și caracterizată prin parametrii α și T_2.

2. Metode și relații de calcul utilizate

Ținînd seama de principiul de bază adoptat pentru programul de calcul, de posibilitățile calculatorului digital avut la dispoziție și de biblioteca de programe existentă s-a realizat schema logică prezentată în figura 2, în care s-au utilizat metodele și relațiile de calcul ce se descriu succint în cele ce urmează.

Găsirea rădăcinilor polinoamelor de gradul patru de la numitorul transformatei Laplace se face cu ajutorul subrutinei PROOT exis-

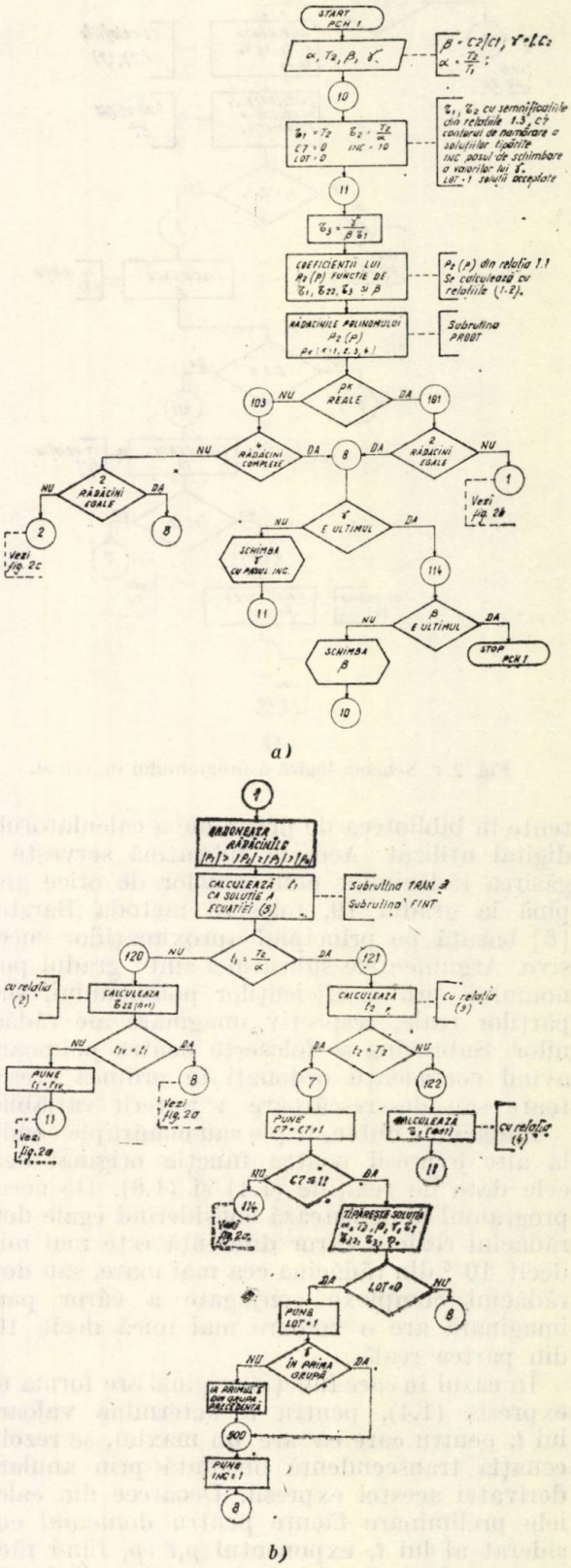


Fig. 2 *a* și *b*. Schema logică a programului de calcul.

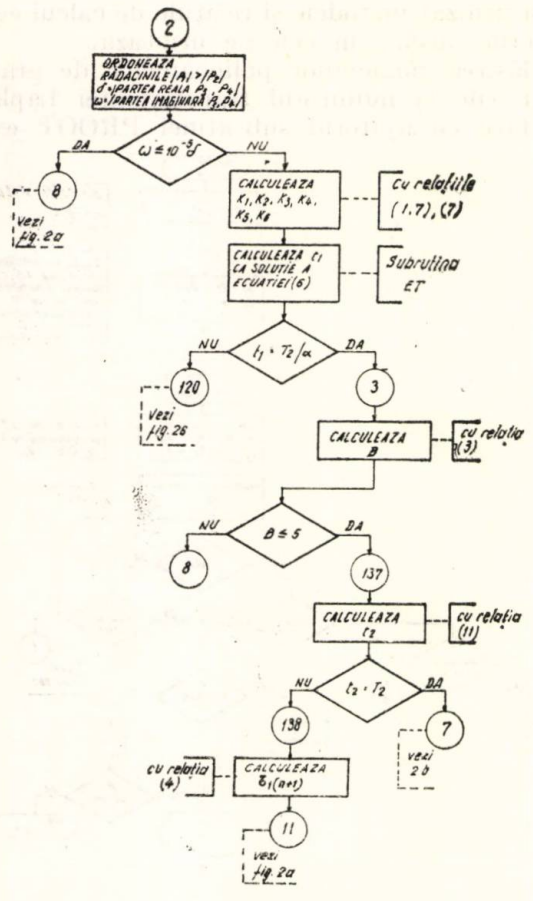


Fig. 2 *c*. Schema logică a programului de calcul.

tente în biblioteca de programe a calculatorului digital utilizat. Această subrutină servește la găsirea rădăcinilor polinoamelor de orice grad pînă la gradul 19, folosind metoda Barstow [6] bazată pe principiul aproximațiilor succesive. Argumentele subrutinei sînt : gradul polinomului, șirul coeficienților polinomului, șirul părților reale, respectiv imaginare ale rădăcinilor. Subrutina se folosește pentru polinoame avînd coeficienții ordonați în ordinea crescătoare sau descrescătoare a puterii variabilei.

Rădăcinile duble, triple sau cuadruple conduc la alte expresii pentru funcția original decît cele date de relațiile (1.4) și (1.6). De aceea, programul le depistează considerînd egale două rădăcini reale a căror diferență este mai mică decît 10^{-6} din rădăcina cea mai mare, sau două rădăcini complexe conjugate a căror parte imaginară are o valoare mai mică decît 10^{-5} din partea reală.

În cazul în care funcția-original are forma din expresia (1.4), pentru a determina valoarea lui t, pentru care ea are un maxim, se rezolvă ecuația transcendentă obținută prin anularea derivatei acestei expresii. Deoarece din calculele preliminare făcute pentru domeniul considerat al lui t, exponentul $p_1 t$ (p_1 fiind rădăcina cea mai mare) ia valori mai mari de 100, ducînd la $e^{-p_1 t} \cong 0$, ecuația transcendentă utilizată are expresia :

$$k_2 \frac{p_2}{p_4} e^{-p_2 t} - k \frac{p_3}{p_4} e^{-p_3 t} + e^{-p_4 t} = 0, \qquad (5)$$

unde p_k, k și k_2 au aceleași semnificații cu cele din relația (1.4). Găsirea rădăcinii acestei ecuații s-a făcut cu ajutorul unei subrutine TRAN, realizată în cadrul ICPE. Această subrutină calculează valoarea funcției transcendente pas cu pas într-un interval de timp dat, pînă se găsește o schimbare de semn a acestei valori. Ultimul interval, în care s-a sesizat schimbarea de semn, conține o rădăcină a ecuației. În consecință pentru acest ultim interval se micșorează pasul și se urmărește găsirea unui nou interval în care se sesizează schimbarea de semn și așa mai departe. Înaintea fiecărei schimbări de pas se verifică dacă eroarea care s-ar face, luîndu-se pentru funcție valoarea zero în loc de valoarea din punctul curent, este mai mică decît precizia admisă. Deoarece subrutina se referă la orice formă de funcție transcendentă în ea se găsesc și teste care sesizează punctele de discontinuitate ($\pm\infty$) tipărind valoarea variabilei care conduce ca funcția să fie infinită. Argumentele subrutinei sînt marginea inferioară a intervalului (inițial 30.10^{-6} s), marginea superioară a intervalului (inițial 1 s) pasul de calcul (inițial 50.10^{-6} s), precizia de calcul admisă egală cu 10^{-6} și soluția. S-a ales ca interval de timp inițial 30.10^{-6} ... 1 s deoarece, pe de o parte, din calculele preliminare a rezultat că, pentru valorile pe care le pot lua componentele setului de date inițiale, expresia (1.4) nu poate prezenta un maxim decît pentru una din valorile cuprinse în acest interval, iar pe de altă parte, s-a evitat intervalul vecin lui $t = 0$ pentru care erorile calculatorului sînt comparabile cu diferențele cuprinse în expresia (5). Funcțiile transcedente din expresia (5) se calculează cu subrutina FINT, concepută astfel încît exponențialele cu modulul exponentului mai mare ca 100 se fac egale cu zero. Argumentele acestei subrutine sînt : variabila T_1 și constantele p_2, p_3, p_4 și k cu semnificațiile din expresia (5).

În cazul în care funcția-original are forma din expresia (1.6), pentru a determina valoarea lui t pentru care ea are un maximum, se rezolvă ecuația transcendentă, obținută prin anularea derivatei acestei expresii :

$$k_3 p_1 e^{-p_1 t} - k_1 p_2 e^{-p_2 t} - k_5 e^{-\delta t} \sin \omega t + \\ + k_6 e^{-\delta t} \cos \omega t = 0, \qquad (6)$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} k_5 &= (\delta k_2 - \omega k_4) \\ k_6 &= (\delta k_4 + \omega k_2) \end{aligned}\right\}, \qquad (7)$$

iar celelate notații au aceeași semnificație cu cele din relațiile (1.6) și (1.7).

Rădăcina acestei ecuații se determină tot cu subrutina TRAN descrisă anterior, aceasta admițînd ca argument numele—FINT 1, în cazul ecuației (5) și FINT 2, în cazul ecuației (6) — al ecuației transcendente.

Calculul valorilor expresiilor (1.6) și (6) pentru diferite valori ale lui t s-au făcut cu subrutina ET, care are ca argumente constantele k_1, k_2, k_3, k_4, p_1, p_2, δ, ω, utilizate în aceste expresii și variabila t. Pentru a verifica dacă funcția-original îndeplinește a doua din condițiile (1), s-a determinat valoarea lui t_2 din relația:

$$f(t_2) = \frac{1}{2} f\left(\frac{T_2}{\alpha}\right) = \frac{1}{2} \eta_0 \qquad (8)$$

și s-a verificat dacă $t_2 = T_2$.

Din calculele preliminare făcute, pentru domeniul de valori pe care le poate lua t_2, în funcție de valorile ce se pot da componentelor setului de date inițiale, exponenții p_1t, p_2t, p_3t (pentru $p_1 > p_2 > p_3 > p_4$), în cazul funcțiilor-original de forma (1.4) și exponenții p_1t (pentru $p_1 > p_2$) și δt, în cazul funcțiilor-original de forma (1.6) iau valori mai mari de 20 și, deci, exponențialele respective se pot neglija față de celelalte. Ca urmare, din relația (8) au rezultat următoarele expresii pentru t_2 utilizate în calcul:

— în cazul funcțiilor original de forma (1.4):

$$t_2 = \frac{1}{p_4} \ln \frac{\eta_0}{2k_1}, \qquad (9)$$

unde:

$$\eta_0 = k_1 \left[e^{-p_4(T_2/\alpha)} - ke^{-p_3(T_2/\alpha)} + k_2 e^{-p_2(T_2/\alpha)}\right], \qquad (10)$$

restul notațiilor avînd aceleași semnificații ca cele utilizate în expresia (1.4);

— în cazul funcțiilor-original de forma (1.6):

$$t_2 = -\frac{1}{p_1} \ln \frac{\eta_0}{2k_1}, \qquad (11)$$

unde:

$$\eta_0 = \frac{u(t)}{U_0} \text{ pentru } t = \frac{T_2}{\alpha}, \qquad (12)$$

iar restul relațiilor avînd aceleași semnificații ca cele utilizate în expresia (1.6).

3. Șirurile de valori alese pentru datele inițiale de calcul

Șirurile de valori pentru datele inițiale se aleg în funcție de scopurile urmărite de utilizatorul programului de calcul. Pentru cazurile în care s-a urmărit obținerea formelor de undă de comutare recomandate de CEI [3], prin adaptarea unor generatoare de impuls de tensiune [2] șirul valorilor lui $\alpha = T_2/T_1'$ s-a ales atît pentru formele de unde 250/2 500, 100/2 500 și 500/2 500, cît și pentru forme de undă derivate din forma de undă normală cu luare în considerație a limitelor maxime de toleranțe admise.

Au rezultat următoarele valori ale lui α: 10, 9, 12, 4, 16, 20 pentru următoarele variante ale undei normale: 250/2 500; 250+20%/2 500; 250−20%/2 500; 250/2 500−60%; 250/2 500 + 60%; 250−20%/2 500+ 60%, 5 pentru unda specială 500/2 500 și 25 pentru unda specială 100/2 500. Pentru aceleași considerații șirul valorilor lui T_2 a fost 1 000, 2 500, 4 000. Pentru $\beta = C_2/C_1$ s-a ales același șir de valori care se folosește de către VDE 0433 [7] pentru descrierea parametrilor schemelor cu două acumulatoare de energie utilizate la generarea undelor de supratensiuni atmosferice și anume: 0,02; 0,05; 0,10; 0,15; 0,20; 0,25; 0,30; 0,35; 0,40; 0,45; 0,50. Această alegere se justifică prin aceea că în marea lor majoritate generatoarele de unde de comutare se construiesc prin adaptarea corespunzătoare a generatoarelor de impuls de tensiune, adaptarea presupunînd conservarea valorilor pentru condensatoarele de impuls și de sarcină. Șirul de valori pentru $\gamma = LC_2$ s-a stabilit ținînd seama de valorile practice pe care le pot lua L și C_2. Valoarea minimă aleasă pentru C_2 (500 pF) este limita determinată experimental [8] sub care se produc deformări ale undei de comutare datorită curentului ce trece prin obiectul de încercat înainte de apariția descărcării. Valoarea maximă aleasă (30 000 pF) este superioară celei mai mari valori practicate pînă în prezent pentru construcția generatoarelor de impuls de tensiune. Ținînd seama de gabaritele disponibile în generatoarele de impuls de tensiune uzual construite, rezultă că pentru L se pot alege valori pînă la cel mult 730 mH. Șirul de 140 valori stabilite pentru γ a fost aranjat în 14 grupe decîte zece și ordonat descrescător pentru a se putea obține substanțiale reduceri ale timpului de lucru pe calculator. Într-adevăr, cu cît valorile lui γ sînt mai mari, cu atît pot apărea mai probabil funcții-original cu forme diferite de cele prezentate de relații (1.4) și (1.6), sau care să nu poată îndeplini integral condițiile (1.) Cu aceste considerente s-a stabilit inițial, o testare a îndeplinirii condițiilor de mai sus pentru valori ale lui γ luate din zece în zece, deci cu pasul de parcurgere a șirului egal cu zece. Odată găsită o valoare a lui γ, pentru care sînt îndeplinite aceste condiții se reia testarea de la grupa anterioară de zece valori, parcurgîndu-se de data aceasta șirul de valori ale lui γ, cu pasul unu, urmînd să fie tipărite rezultatele corespunzătoare.

4. Schema logică a programului de calcul

Schema logică a programului de calcul se compune din trei părți principale : una care are ca prim scop analizarea formei funcției-original și celelalte două specifice pentru fiecare din formele acestei funcții prezentate de relațiile (1.4) și (1.6).

În prima parte (fig. 2 a) s-a prevăzut, mai întîi, introducerea datelor de calcul α, T_2, β, γ prezentate la punctul 3. Apoi s-au stabilit ca valori inițiale de calcul :

— T_2 pentru constanta de timp τ_1 ;

— $T_1' = T_2/\alpha$ pentru constanta de timp τ_{22} ;

— zero pentru indicația contorului de numărare a soluțiilor tipărite, $C7$;

— zece pentru pasul de schimbare a valorilor lui γ, INC.

De asemenea, poarta pentru soluțiile acceptate este în poziția închis (zero), indicînd faptul că încă nu s-a acceptat nici o soluție.

Odată adoptate aceste valori pentru α, T_2, β, γ, τ_1, τ_{22}, există toate elementele necesare pentru a calcula în continuare valoarea constantei de timp τ_3, a coeficienților polinomului $P_2(p)$ de la numitorul transformatei Laplace (1.1) și a rădăcinilor acestuia.

Analizîndu-se rădăcinile polinomului se poate stabili și alege forma funcției-original convenabilă. Dacă toate rădăcinile sînt reale și diferite, forma funcției-original este cea dată de expresia (1.4), calculele continuîndu-se conform schemei logice din figura 2b. Dacă cel puțin două rădăcini sînt egale, se comandă schimbarea valorii lui γ, forma funcției-original nefiind convenabilă. Dacă două rădăcini sînt complexe, iar cele două rădăcini reale sînt diferite, forma funcției-original este cea dată de expresia (1.6) și calculele se continuă conform schemei logice din figura 2c. Dacă toate rădăcinile sînt complexe sau numai două sînt complexe, dar cele reale sînt egale, se comandă schimbarea valorii lui γ, forma funcției-original nefiind convenabilă.

În cazul în care toate rădăcinile sînt reale și diferite, acestea se ordonează descrescător astfel încît p_1 să fie cea mai mare în valoare absolută, iar p_4, cea mai mică. Rezolvînd ecuația transcendentă (5), rezultată din anularea derivatei de ordinul întîi a funcției-original (1.4) se obține valoarea t_1 pentru care aceasta din urmă are valoare maximă. Se verifică, apoi, dacă valoarea lui t_1 este egală cu o aproximație de $\pm$ 1%, cu valoarea de vîrf a undei de comutare ce se dorește a se obține (T_2/α). În caz contrar se calculează pentru τ_{22}, cu expresia (2), o nouă valoare care se ia în considerație la reluarea calculului de la conectorul 11, iterațiile continuîndu-se pînă cînd $t = t_1 = T_2/\alpha$. Cu această valoare a lui t se calculează η din relațiile (1), iar t_2 cu relația (9), verificîndu-se dacă t_2 este egală cu o aproximație de 0,4% cu T_2. Dacă nu se îndeplinesc aceste condiții se calculează pentru τ_1, cu expresia (4), o nouă valoare care se va lua în considerație la reluarea calculului de la conectorul 11, iterațiile continuîndu-se pînă cînd $t_2 = T_2$, după care se trece la tipărirea soluțiilor (conectorul 7).

În cazul în care două rădăcini sînt complexe și celelalte două reale și diferite, se ordonează rădăcinile reale descrescător, astfel încît p_1 să fie cea mai mare în valoare absolută, iar p_2 cea mai mică și se identifică partea reală a rădăcinilor complexe, în valoare absolută, cu δ, iar partea imaginară, în valoare absolută, cu ω. După această identificare se verifică dacă partea imaginară este atît de mică (sub 10^{-5} δ) încît să poată fi neglijată față de cea reală, cele două rădăcini complexe devenind astfel, practic, două rădăcini reale egale, fapt care impune (așa cum s-a enunțat mai sus) schimbarea valorii lui γ, forma funcției-original nefiind convenabilă. În caz contrar se calculează toate constantele funcției-original dată de expresia (1.6), verificîndu-se dacă această funcție are un maximum pentru $t = T_2/\alpha$. În caz că nu are se caută valoarea lui t pentru care funcția are un maxim. Cu această valoare se calculează, cu expresia (2), o nouă valoare pentru constanta de timp τ_{22} și cu ea se reiau calculele dela conectorul 11. În cazul în care funcția-original are un maxium pentru $t = T_2/\alpha$, se calculează B cu relația (3) și se verifică dacă este mai mic, sau cel mult egal cu 5, prin aceasta verificîndu-se că unda reprezentată prin funcția-original, are amplitudinea oscilațiilor de pe front sub 5% din amplitudinea undei. În situația că nu are această amplitudine se comadă schimbarea valorii lui γ, forma funcției-original nefiind corespunzătoare. În caz afirmativ se calculează, cu relația (10), valoarea lui t_2. Dacă această valoare nu este egală cu T_2 se calculează pentru τ_1, cu expresia (4), o nouă valoare care se ia în considerație la reluarea calculului de la conectorul 11, iterațiile continuîndu-se pînă cînd $t_2 = T_2$, cu aproximație de $\pm$ 0,4%, după care se trece la tipărirea soluțiilor (conectorul 7).

În momentul în care apare la conectorul 7 o soluție acceptată pentru tipărire, contorul $C7$ (a se vedea fig. 2b) își schimbă valoarea de la zero la unu, se tipăresc valorile pentru α, T_2, β, γ, τ_1, τ_{22}, τ_3 și η, se deschide poarta soluțiilor acceptate (se face LOT = 1) și se verifică dacă γ se află în prima grupă de valori. Dacă da, pasul de schimbare a valorilor lui γ se ia egal cu unu (INC = 1), prin aceasta stabilindu-se că în acest caz trecerea de la prima soluție tipărită, la următoarele soluții se face parcurgînd succesiv șirul de valori ale lui γ. Dacă nu, se comandă revenirea la primul γ din grupa precedentă și apoi, prin parcurgerea de la acest γ al șirului de valori, una după alta, se caută o soluție acceptată pentru tipărire. Prin această

măsură prevăzută în schema logică se înlătură, cu riscul unor calcule care duc la soluții neacceptate, pericolul scăpării valorii lui γ, pentru care se obține cea mai mare valoare a coeficientului de utilizare η, dat de soluțiile acceptate. În continuare la fiecare tipărire de soluție, contorul $C7$ își mărește indicația pînă ajunge la valoarea 11 (deci zece soluții începînd cu cea cu care s-a obținut cel mai mare coeficient de utilizare). Cînd $C7 > 11$ se dă comanda de schimbare a valorii lui β, prin conectorul 114.

După apariția comenzii de schimbare a valorii lui γ la conectorul 8 se verifică dacă γ cu care s-au efectuat calculele anterioare este ultimul din șirul de valori a lui γ. Dacă nu, se ia a zecea valoare sau valoarea următoare din șir, după cum pasul INC este zece sau unu și se reiau calculele de la conectorul 11. Dacă da, se dă prin conectorul 114 comanda de schimbare a valorii lui β.

După apariția comenzii de schimbare a valorii lui β la conectorul 114 se face verificarea dacă β cu care s-au efectuat calculele anterioare este ultimul din șirul de valori ale lui β. Dacă nu, se ia valoarea următoare din șirul lui β și se reiau calculele de la conectorul 10. În caz afirmativ se oprește programul, așteptînd introducerea altor valori pentru α și T_2 și o nouă comandă de pornire.

5. Programarea

Programarea s-a executat în limbaj FORTRAN, ținînd seama de schema logică din figura 2, de biblioteca de programe avută la dispoziție și de configurația calculatorului utilizat. Principalii conectori ai programului și funcțiile lor sînt:

1 — începe calculele necesare în cazul în care funcția-original are forma dată de relația (1.4);

2 — începe calculele necesare în cazul în care funcția-original are forma dată de relația (1.6);

7 — începe operațiile determinate de acceptarea și tipărirea soluției pentru funcția-original;

8 — comanda schimbării valorii lui γ;

10 — inițializarea datelor necesare efectuării calculelor, în cazul în care se schimbă valorile α și T_2 sau β;

11 — realizarea calculelor atunci cînd se modifică valorile τ_{22} sau τ_1 sau γ;

114 — comanda schimbării lui β.

Calculatorul utilizat este cel existent la I.C.P.E., de tipul ICL 1902 A, generația a treia, avînd configurația: unitatea centrală 16 kilocuvinte memorie internă; consolă (mașină de scris, input-output); imprimată 300 linii/min; cititor de cartelă perforată; cititor de bandă perforată; perforator de bandă de hîrtie.

Programul-sursă este pe cartele perforate. Șirurile de valori pentru α, T_2, β, γ, sînt înregistrate pe cartele. Tipărirea soluțiilor s-a făcut pe imprimantă, sub formă de tabel.

Memoria ocupată de program este de 7 872 cuvinte, din care 1 810 pentru instrucțiunile programului principal, 121 cuvinte pentru instrucțiunile subrutinei FINT 1, 162 cuvinte pentru instrucțiunile subrutinei FINT 2, 191 pentru instrucțiunile subrutinei TRAN, 148 pentru instrucțiunile subrutinei ET și 671 pentru instrucțiunile subrutinei PROOT.

Durata totală a programului, pentru trasarea completă a variației constantelor de timp în funcție de β pentru o anumită formă de undă, a fost cuprinsă între 14 și 20 minute.

6. Concluzii

Programul de calcul prezentat dă posibilitatea sintezei schemelor cu patru acumulatoare de energie, de tipul celei prezentate în figura 1. Cu ajutorul acestui program se pot determina variațiile constantelor de timp din relațiile (1.3) și ale coeficientului de utilizare η din relațiile (1), în funcție de $\beta = C_2/C_1$, pentru orice formă de undă aperiodică definită ca în CEI [3] și pentru valori ale lui $\gamma = LC_2$ cuprinse între $22.10^{-9}\ s^2$ și $0{,}02.10^{-9}\ s^2$. Se obțin zece șiruri de date pentru fiecare valoare a lui β, corespunzătoare fiecare la cîte o valoare dată pentru γ. Cea mai mare valoare a lui γ, din fiecare șir de date asigură cel mai mare coeficient de utilizare posibil pentru fiecare β și fiecare formă de undă dată. Din valorile constantelor de timp și alegînd din considerente practice pe C_2 sau C_1 se determină cu relațiile (1.3) toți parametrii schemei din figura 1. În cazul în care se dorește să se obțină forme de unde mult diferite de cele definite de CEI [3] este necesar să se verifice dacă pentru intervalele de timp în care se desfășoară noile unde rămîn valabile ipotezele în care s-au determinat expresiile (5), (9) și (11).

Expresiile rezultate din teoria schemelor cu patru acumulatoare de energie [2]

Transformata Laplace a tensiunii la bornele condensatorului C_2 (tensiunea generată de schemă):

$$\mathfrak{L}_u = \frac{MU_0}{p^4 + A_0p^3 + A_1p^2 + A_2p + A_3} = \frac{P_1(p)}{P_2(p)}, \tag{1.1}$$

în care:

$$\left.\begin{aligned} M &= \frac{1}{\beta\,\tau_1 \cdot \tau_3^2} \\ A_0 &= M\tau_3\,(2\beta\,\tau_1 + \tau_{22}) \\ A_1 &= M[\tau_{22} + \tau_3(1+\beta)], \\ A_2 &= M\left(\beta + 1 + \frac{\tau_{22}}{\tau_1}\right) \\ A_3 &= \frac{M}{\tau_1} \end{aligned}\right\}, \tag{1.2}$$

și :

$$\left.\begin{aligned} \tau_1 &= R_2 C_1 = R_2 \frac{C_2}{\beta} \\ \tau_{22} &= R_3 C_2 \\ \tau_3 &= \frac{L}{R_2} = \frac{L}{\beta \tau_1 / C_2} = \frac{\gamma}{\beta \tau_1} \end{aligned}\right\}. \qquad (1.3)$$

Funcția-original, în ipoteza că numitorul expresiei (1.1) are toate rădăcinile reale și negative :

$$\frac{u(t)}{U_0} = k_1(-k_3 e^{-p_1 t} + k_2 e^{-p_2 t} - k e^{-p_3 t} + e^{-p_4 t}), \qquad (1.4)$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= \frac{M}{(p_1 - p_4)\,(p_2 - p_4)\,(p_3 - p_4)} \\ k_2 &= \frac{(p_1 - p_4)\,(p_3 - p_4)}{(p_1 - p_2)\,(p_2 - p_3)} \\ k_3 &= \frac{(p_2 - p_4)\,(p_3 - p_4)}{(p_1 - p_2)\,(p_1 - p_3)} \\ k &= \frac{(p_1 - p_4)\,(p_2 - p_4)}{(p_1 - p_3)\,(p_2 - p_3)} \end{aligned}\right\} \qquad (1.5)$$

și p_k sînt rădăcinile numitorului expresiei (1.1) luate în valoare absolută.

Funcția-original, în ipoteza că numitorul expresiei (1.1) are două rădăcini reale și negative, două rădăcini complexe conjugate cu partea reală negativă :

$$\frac{u(t)}{U_0} = -k_3 e^{-p_1 t} + k_1 e^{-p_2 t} + \qquad (1.6)$$

$$+ k_2 e^{-\delta t} \sin \omega t - k_4 e^{-\delta t} \cos \omega t,$$

unde :

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= \frac{M}{(p_1 - p_2)\,[(p_2 - \delta)^2 + \omega^2]} \\ k_2 &= \frac{M\,[(p_1 - \delta)\,(p_2 - \delta) - \omega^2]}{\omega[(p_1 - \delta)^2 + \omega^2][(p_2 - \delta)^2 + \omega^2]} \\ k_3 &= \frac{M}{(p_1 - p_2)\,[(p_1 - \delta)^2 + \omega^2]} \\ k_4 &= \frac{M\,(p_1 + p_2 - 2\delta)}{[(p_1 - \delta)^2 + \omega^2]\,[(p_2 - \delta)^2 + \omega^2]} \end{aligned}\right\} \qquad (1.7)$$

și p_1, p_2 rădăcinile reale, δ și ω partea reală, respectiv, imaginară, a rădăcinilor complexe ale numitorului expresiei (1.1), luate în valoare absolută.

Bibliografie

[1] *Popescu, Ch.* Contribuții privind comportarea la supratensiunile de comutare a izolației externe a aparatelor electrice. Teză de doctorat. Institutul Politehnic București, iulie, 1979.

[2] *Popescu, Ch.* O metodă de determinare a parametrilor schemelor echivalente ale generatoarelor de unde de comutare, cu patru acumulatoare de energie. În : Eletrotehnica **25**, nr. 1, ianuarie, 1977, p. 17–23.

[3] ***— Technique des essais à haute tension. Deuxième partie. Modalités d'essais. CEI. Publ. 60–2/1973.

[4] *Rutloh, W.F.* Der Ausnützungsgrad von Stoßspannungsgeneratoren mit drei Energiespeichern. In : ETZ-A, **90**, nr. 24, dec., 1969, p. 633–637.

[5] *Vondenbusch, A.* Ein allgemeines Berechnungsverfahren fur Stoßschaltungen mit drei voneinander unabhängigen Energiespeichern. Diss. T.H. Aachen 1958.

[6] *Hamming, R.W.*, Numerical Methods for Scientist an Engineers. Ed. Mc. Grow-Hill Book Comapny, 1962, p. 356–359.

[7] ***— Erzeugung und Messung von Hochspannungen Teil 3. Bestimungen für die Erzeugung und Anwendung von Stoßspannungen und Stoßströmen für Prüfzwecke. **VDE** 0433, Teil 3/4. 66.

[8] *Markussen, K.* Influence des paramètres de circuit sur la tension d'amorçage par surtension de manoeuvre. In : CIGRE, 1968, vol. **II**, Rap. 33–01, anexa III, p. 16–17.

CZ 621.362 :621.317.39

TERMOCUPLE
DIFUZIA CĂLDURII

Difuzia căldurii în conductoarele termocuplelor. Stare staționară. Determinarea lungimii optime a conductoarelor. Tratare analitică și cu calculatorul electronic

ION DUȚESCU, PETRE PODEANU, VICTOR CLIMOV * — CRAIOVA

Termocuplul este un traductor de tip generator, care servește în mod uzual la măsurarea temperaturilor cuprinse între 400°C și 1 300°C, iar în cazuri speciale pentru măsurarea temperaturilor cuprinse între —200°C și 2 200°C.

El este compus dintr-o pereche de conductoare (termoelectrozi) de natură diferită sudate sau lipite la cele două extremități (fig. 1).

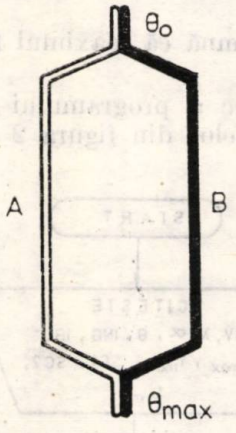


Fig. 1. Termocuplu : AB — conductoare de natură diferită : θ_0, θ_{max} — temperaturile celor două suduri.

Funcționarea lui se bazează pe apariția unei tensiuni termoelectromotoare în circuitul conductoarelor, funcție de valorile celor două temperaturi la care se găsesc capetele sudate.

1. Difuzia căldurii în conductoarele termocuplelor. Stare staționară

Sudura caldă a termocuplului se află amplasată la locul de măsurare. Temperatura va varia în lungul termoelectrozilor începînd de la valoarea temperaturii de referință (0°C, 20°C, 50°C), care constituie temperatura sudurii reci a termocuplului. Secțiunea celor două conductoare este circulară, calculele adaptîndu-se fără dificultăți și pentru alte secțiuni.

Se consideră originea sistemului de coordonate în punctul sudurii reci, studiul difuziei făcîndu-se similar pentru cele două conductoare. Ecuația difuziei căldurii este :

$$\lambda \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} - \alpha \frac{4}{d} \theta + j^2 \rho = 0 : \qquad (1)$$

unde :

λ este coeficientul de conductibilitate termică $\left[\frac{W}{m \cdot K}\right]$.

α — coeficient de cedare termică $\left[\frac{W}{m^2 \cdot K}\right]$,

d — diametrul firului termocuplului [m],

ρ — rezistivitatea electrică $\left[\frac{\Omega \cdot m^2}{m}\right]$,

j — densitatea de curent prin circuitul format de cei doi termoelectrozi $\left[\frac{A}{m^2}\right]$,

θ — temperatura într-un punct al firului termocuplului aflat la distanța x față de sudura rece ($0 \leqslant x \leqslant l$, l — lungimea firului termoelectrodului) [°K].

Starea staționară este caracterizată prin : $I = 0$, $J = J_0 = 0$. Ecuația diferențială (1) devine :

$$\lambda \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} - \alpha \frac{4}{d} \theta = 0. \qquad (2)$$

Folosind substituțiile :

$$X = \sqrt{\frac{\lambda d}{4 \alpha}}, \quad \xi = \frac{x}{X}, \quad \theta = J_0^2 \frac{d}{4}, \quad u = \frac{\theta}{\theta}, \qquad (3)$$

unde ξ și u sînt mărimi raportate, ecuația diferențială (2) se transformă într-o ecuație diferențială adimensională :

$$\frac{d^2 u}{dx^2} - u = 0, \text{ (s-a făcut schimbarea } \xi \to x). \qquad (4)$$

Condiția la limită pentru ecuația (4) sînt :

$$u = U \text{ pentru } x = \frac{1}{X} = x_1, \qquad u = 0 \text{ pentru } x = 0. \qquad (5)$$

Ecuația caracteristică corespunzătoare ecuației (4) este :

$$k^2 - 1 = 0, \qquad k_{1,2} = \pm 1. \qquad (6)$$

* Universitatea — Craiova, Facultatea de electrotehnică.

Deci, soluția ecuației diferențiale va fi de forma :

$$u = C_1 e^{x} + C_2 e^{-x}. \tag{7}$$

Pentru determinarea constantelor de integrare C_1 și C_2 se folosesc condițiile la limită (5) :

$$\begin{cases} U = C_1 e^{\frac{1}{x}} + C_2 e^{-\frac{1}{x}} \\ 0 = C_1 + C_2. \end{cases} \tag{8}$$

Din sistemul (8) se obține :

$$C_1 = -C_2$$

$$U = C_1 \left(e^{\frac{1}{x}} - e^{-\frac{1}{x}}\right)$$

$$C_1 = \frac{U}{e^{\frac{1}{x}} - e^{-\frac{1}{x}}}$$

$$C_2 = -\frac{U}{e^{\frac{1}{x}} - e^{-\frac{1}{x}}}.$$

Soluția ecuației diferențiale este :

$$u = \frac{U(e^{x} - e^{-x})}{e^{\frac{1}{x}} - e^{-\frac{1}{x}}} = U \frac{shx}{\operatorname{sh} \frac{1}{x}}, \tag{9}$$

sau :

$$u = U \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1}. \tag{10}$$

Graficul acestei funcții în care s-a ținut seama de (3) și (5), avînd ca parametru diametrul d al firului termocuplului, s-a trasat prin puncte cu calculatorul FELIX C-512 (fig. 2).

Pentru trei valori impuse ale lungimii termoelectrozilor $l_1 = 250$ mm, $l_2 = 150$ mm și $l_3 = 500$ mm s-au considerat cîte patru dimensiuni ale diametrului d al conductoarelor, $d_1 = 0{,}5$ mm, $d_2 = 1$ mm, $d_3 = 2$ mm, $d_4 = 4$ mm. În figura 2 se prezintă numai cazul lungimii $l = 500$ mm.

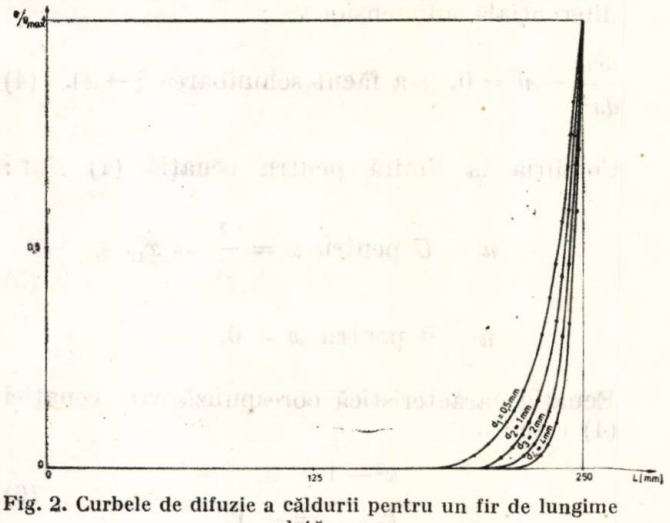


Fig. 2. Curbele de difuzie a căldurii pentru un fir de lungime dată.

Deoarece $x \in [0, 1]$, pentru un fir de diametru d dat, rezultă :

$$0 \leqslant x \leqslant x_1. \tag{11}$$

Din monotonia funcției sinus hiperbolic conform cu (11) :

$$\operatorname{sh} x \leqslant \operatorname{sh} x_1. \tag{12}$$

Rezultă :

$$f(x, x_1) = \frac{u}{U} = \frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1} \leqslant 1, \tag{13}$$

ceea ce înseamnă că maximul funcției $f(x, x_1)$ este 1.

Schema-bloc a programului utilizat pentru trasarea curbelor din figura 2 este prezentată în figura 3.

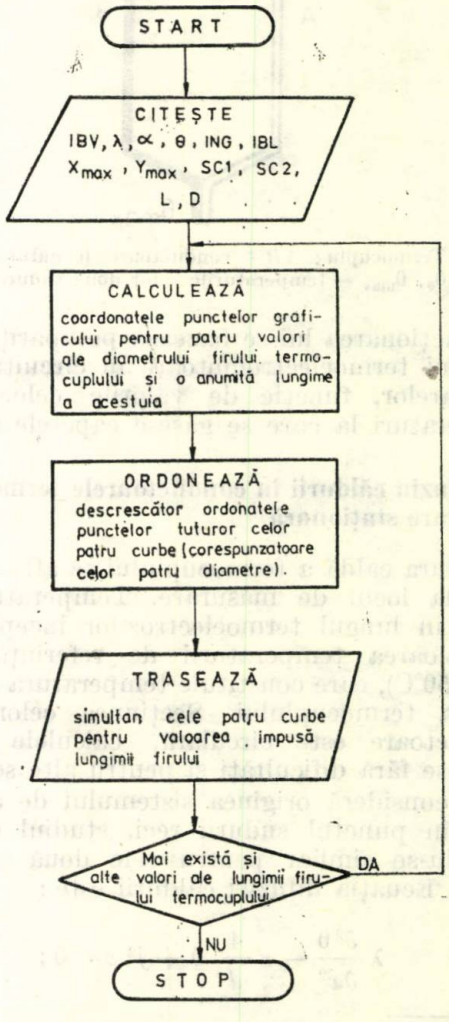


Fig. 3. Schema-bloc a programului pentru trasarea curbelor.

În continuare se va studia influența asupra difuziei a lui x și x_1 (l, d).

1. Influența lui x pentru x_1 = const (deci l, d = const):

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} k_1}\right) = \frac{\operatorname{ch} x}{\operatorname{sh} x_1} > 0, \qquad (14)$$

deci funcția f (x, x_1) este crescătoare în raport cu x începînd din originea sistemului de coordonate.

2. Influența lui x_1 (l, d) pentru x = const:

$$\frac{\partial f}{\partial x_1} = \frac{\partial}{\partial x_1}\left(\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1}\right) = \operatorname{sh} x\left(\frac{-\operatorname{ch} x_1}{\operatorname{sh}^2 x_1}\right) < 0, \qquad (15)$$

deci funcția f(x, x_1) descrește pe măsură ce pentru d se adoptă valori din ce în ce mai mici, iar pentru l valori crescătoare (x_1 este direct proporțional cu l, și invers proporțional cu d).

Cele două concluzii privind influența asupra difuziei a lui x și x_1 obținute analitic, sînt confirmate și de curbele din figura 2, obținute cu calculatorul electronic.

3. Determinarea lungimii optime a conductoarelor termocuplelor.

Din substituțiile (3) și condițiile la limită (5) rezultă:

$$f(x, x_1) = \frac{u}{U} = \frac{\theta}{\theta_{max}}, \qquad (16)$$

unde:

θ_{max} este temperatura sudurii calde.

Soluția ecuației diferențiale (4) se mai poate scrie:

$$\theta = \theta_{max}\frac{\operatorname{sh} x}{\operatorname{sh} x_1}. \qquad (17)$$

În rezolvarea problemei determinării lungimii optime a firelor termocuplelor cu calculatorul electronic s-a considerat că pentru tem-

Tabelul 1

Lungimile optime ale unui conductor din constantan pentru patru diametre, obținute cu calculatorul electronic

Diametrul firului, mm	Lungimea optimă, cm
0,5	26,89
1	32,62
2	39,69
4	48,16

peratura de referință (θ referință) corespunde o numită lungime L_0 începînd de la sudura rece, ar pentru temperatura θ_{max} corespunde lungimea optimă a firelor termocuplelor L_{optim}. Schema logică a programului este prezentată în figura 4.

Partea principală a programului LOPT constă în rezolvarea unei ecuații exponențiale obținută din (19) printr-o metodă de substituție, necunoscuta fiind lungimea optimă a termoelectrozilor.

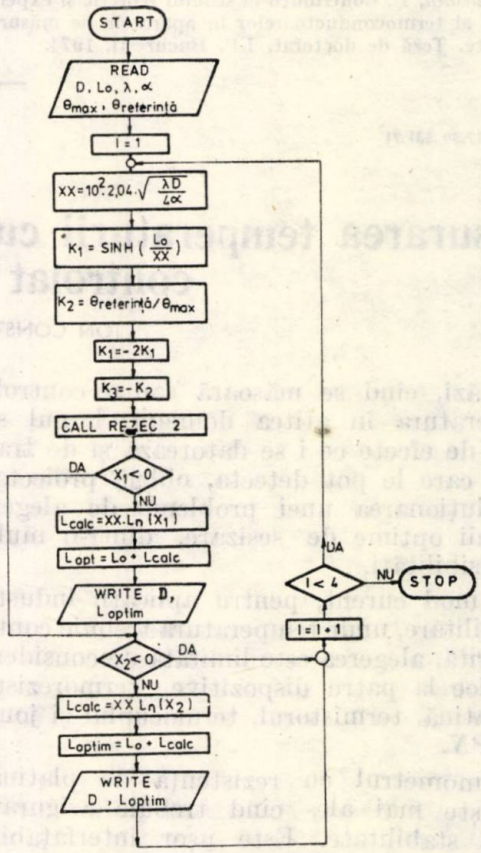


Fig. 4. Schema logică a programului LOPT.

Pentru cazul concret rezolvat s-a considerat un fir din constantan, în patru variante, corespunzătoare celor patru valori ale diametrului firului.

Rezultatele obținute cu acest program sînt prezentate în tabelul 1.

3. Concluzii

a. Lucrarea prezintă analitic și cu ajutorul calculatorului electronic difuzia căldurii în firele unui termocuplu.

b. Din lucrare rezultă influența asupra difuziei căldurii și implicit asupra lungimii optime a firului unui termocuplu a parametrilor geometrici și mărimilor de material ale firelor termocuplelor.

c. Se prezintă o modalitate de a calcula automat cu calculatorul electronic lungimea optimă a firelor unui termocuplu, evitîndu-se astfel risipa de material.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Calculul filamentelor lămpilor de foarte joasă tensiune. În: Electrotehnica, 1953, nr. 6, p. 13.
[2] *Voskresenski, C.D.* Culegere de probleme de transmisia căldurii, Ed. Energetică de stat, 1953.
[3] *Podeanu, P.* Contribuţii la studiul teoretic şi experimental al termoconductoarelor în aparatele de măsură termice. Teză de doctorat, I.P. Bucureşti, 1974.
[4] *Podeanu, P., Climov, V., Dufescu, I.* Studiul privind calculul încălzirii conductoarelor termocuplelor şi termoelementelor utilizate în aparate termice. În: E.E.A. Electrotehnica, **28**, nr. 1, 1980, p. 30—35.
[5] *Niculescu, Şt.* Iniţiere în FORTRAN, E.T. Bucureşti, 1972.
[6] *Hăngănuţ, M. Dancea, I., Negru, O.* Programe FORTRAN comentate în automatică, Bucureşti, E.T., 1974.
[7] *** Manualul inginerului electrician, vol. IV, Bucureşti, E.T. 1956.

CZ 621.317.39 :531.71

TERMOCUPLU
DISPOZITIV DE MĂSURARE A TEMPERATURII

Măsurarea temperaturii cu un sistem compact multifuncţional, controlat de microprocesor

ION CONSTANTINESCU * — BUCUREŞTI

Astăzi, cînd se măsoară sau se controlează temperatura în atîtea domenii, largul sortiment de efecte ce i se datorează şi de traductoare care le pot detecta, obligă proiectantul la soluţionarea unei probleme de alegere a tehnicii optime de sesizare, dintr-o mulţime de posibilităţi.

În mod curent, pentru aplicaţii industriale sau militare, unde temperatura trebuie continuu urmărită, alegerea este limitată de considerente practice la patru dispozitive: termorezistenţa de platină, termistorul, termocuplul şi joncţiunea *PN*.

Termometrul cu rezistenţă de platină se foloseşte mai ales cînd trebuie asigurată o înaltă stabilitate. Este uşor interfaţabil cu instrumente analogice, neliniaritatea putîndu-i fi corectată prin rescalare.

Are însă dezavantajul unui gabarit relativ ridicat şi este costisitor.

Termistorul poate constitui o soluţie ieftină, dar neliniaritatea şi slaba interschimbabilitate sînt oprelişti majore.

Joncţiunea *PN*, mult folosită în aplicaţii aerospaţiale, asigură o excelentă liniaritate, stabilitate şi sensibilitate la un preţ redus, pentru un domeniu, din păcate, relativ restrîns de temperatură.

Termocuplul, cu gabaritul lui redus şi domeniul de măsurare cel mai extins, pare soluţia cea mai atractivă în multe aplicaţii, însă compensarea efectului temperaturii ambiante, neliniaritatea caracteristicii şi sensibilitatea redusă îl handicapează. Dacă primele trei traductoare (sensori) dau o indicare directă a temperaturii absolute, cu termocuplul, care măsoară temperatura diferenţială între cele două joncţiuni, se face o măsurare relativă. Pentru indicarea directă a temperaturii, una din joncţiuni trebuie menţinută la o temperatură de referinţă sau compensată pentru o temperatură de referinţă cunoscută (de obicei 0°C).

* I.C.S.I.T.E.— Bucureşti

Alegerea traductorului

Desigur că principalul criteriu în alegerea traductorului adecvat aplicaţiei în studiu este gradul de precizie impus măsurării şi apoi domeniul ce trebuie acoperit.

Sistemul automat de măsurare ce este în curs de realizare la ICSITE, va fi înzestrat, printre altele, cu posibilitatea măsurării temperaturilor cu ajutorul termocuplelor, neexcluzînd ca, opţional, să i se poată adăuga oricare din celelalte traductoare menţionate.

Probabil că termocuplul este cel mai versatil sensor de măsurare a temperaturii. Cu el s-au putut măsura temperaturi din vecinătatea lui zero absolut pînă la peste 3 000°C, iar în domeniul 630,5°C şi 1 063°C este specificat în Scara Internaţională de Temperatură, ca cel mai precis şi fiabil din toate dispozitivele. Elementul termosensibil din termocuplu poate fi realizat arbitrar de mic, facilitînd prin urmare o măsurare precisă a temperaturii unui punct, cu un timp de răspuns extrem de mic. Termocuplul însuşi este ieftin şi simplu în construcţie. Instalaţia de indicare a temperaturii poate fi localizată la distanţă de corpul ori mediul sub test şi poate prelua alternativ ieşirile unui mare număr de termocuple.

S-a ales deci, termocuplul ca sensorul optim pentru a reduce erorile de măsurare. În cele ce urmează vom expune modul cum am proiectat echipamentul de indicare (afişare) a temperaturii pentru a depăşi inconvenientele în măsurarea cu termocuplul, precizate mai sus, minimizînd şi erorile introduse de această secţiune a lanţului de măsurare a unei temperaturi. Pentru că o măsurare „termometrică" conţine într-adevăr trei secţiuni: 1— elementul sensibil; 2 — echipamentul de măsurare şi indicare; 3 — „trans-

portul" sau legăturile între cele două secţiuni de mai sus. Pentru termocuplu, elementul sensibil este joncţiunea „caldă"; echipamentul de măsurare — prelucrare — indicare, include joncţiunea de referinţă, comutatoare, amplificator de intrare, convertor A/N, prelucrare digitală în scopul compensării neliniarităţii, afişare; legătura între traductor şi echipament se face, prin fire care în cazul termocuplului trebuie să fie specifice tipului şi adecvat împerecheate.

Pentru domenii restrînse de temperatură, metode analogice de liniarizare (de ex. corectarea scării unui indicator analogic), menţinerea joncţiunii la 0°C („ice point"), au permis efectuarea măsurării temperaturii cu termocuplul, în limite de precizie rezonabile (cca 1% din citire). Dar cîtă incomoditate! Rezoluţia şi implicit precizia au fost îmbunătăţite odată cu dezvoltarea tehnologiei digitale, un voltmetru numeric fiind perfect adaptabil într-o asemenea măsurare. Se impunea însă, o îmbunătăţire pe măsură şi a liniarizării caracteristicii. A apărut microprocesorul şi a permis rezolvarea cu succes a acestei probleme, în plus putînd facilita şi „compensarea joncţiunii de referinţă" cu o deosebită precizie.

Astfel, astăzi s-a schimbat radical modul de rezolvare a unei probleme de măsurare a temperaturii.

Pe această linie se înscrie şi realizarea unui colectiv dela ICSITE care a elaborat un sistem de măsurare compact, multicanal, controlat de un microprocesor, sistem realizat probabil pentru prima dată în ţară, care măsoară şi temperatura, cu o rezoluţie de 0,1°C şi o precizie mai bună de 1,5°C, în domeniul −120°C... + + 1 370°C.

Conectarea la sistem

Punctele la care terminalele termocuplului se conectează la echipamentul de măsurare formează alte două joncţiuni, cealaltă fiind aşa cum s-a menţionat deja, joncţiunea „caldă" sau elementul sensibil, plasat în punctul de măsură. Noile joncţiuni, numite „reci", furnizează şi ele tensiuni electromotoare dependente de temperatura absolută a conectorului.

Dacă cele două joncţiuni sînt izoterme, caz în care li se dă denumirea de joncţiuni de „referinţă", ele vor da o tensiune electromotoare ca şi cum ar fi generată de un al doilea termocuplu identic, cu joncţiunea „caldă" localizată în mediul joncţiunii de „referinţă".

Este evident că se obţine o măsură a temperaturii punctului testat, numai dacă temperatura joncţiunii de referinţă este constantă şi precis cunoscută. Obişnuit, toate termocuplele se calibrează pentru o temperatură de referinţă de 0°C, caracteristicile tabelate furnizînd date referite la 0°C (sau 32°F). Termostatarea joncţiunii de referinţă la 0°C este, desigur, o soluţie incomodă, costisitoare, incompatibilă cu o aparatură compactă, portabilă. Se procedează atunci la compensarea joncţiunii de referinţă, înţelegînd prin asta măsurarea precisă a temperaturii joncţiunii şi corectarea algebrică a tensiunii diferenţiale furnizată de termocuplu. Cum însă fiecărui termocuplu îi corespunde o altă lege de variaţie a tensiunii diferenţiale cu temperatura şi cum în mai toate aplicaţiile se măsoară temperatura în mai multe puncte şi uneori cu termocuple diferite, compensarea fiecărei joncţiuni de referinţă, în parte, devine la rîndul ei, foarte incomodă, reducînd mult versatilitatea sistemului. În sistemul elaborat de autori, compensarea devine comună canalelor de intrare (în total 30), prin conectarea tuturor termocuplelor la un bloc izotermic (fig. 1) a cărui temperatură este măsurată şi ea cu unul din celelalte traductoare amintite. Temperatura blocului va fi, desigur, temperatura ambiantă (0°...50°C), foarte comod şi precis măsurabilă cu un termistor sau o joncţiune PN, spre exemplu. În figură s-a reprezentat cazul măsurării temperaturii unui punct situat la distanţă de sistemul de măsurare, ceea ce necesită o ecranare pentru reducerea perturbaţiilor suprapuse. Se menţionează că, prelungirea terminalelor termocupului trebuie făcută cu cabluri împerecheate, adecvate tipului folosit, numite uneori şi cabluri de compensare, iar prelungirea în sistem se face numai cu conductoare de Cu. Joncţiunile de referinţă se formează, deci, între terminalele termocuplului sau cele de compensare şi conductoare de cupru. Termometrul pentru măsurarea temperaturii blocului izotermic, are ca sensor un termistor

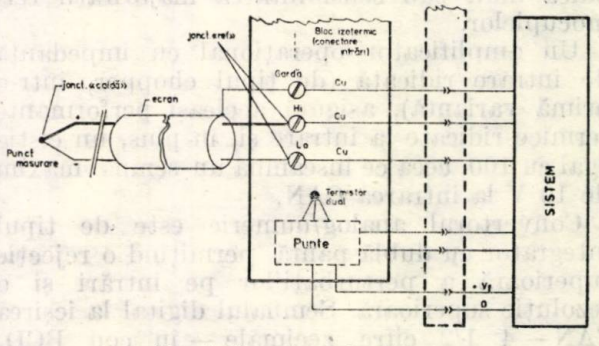
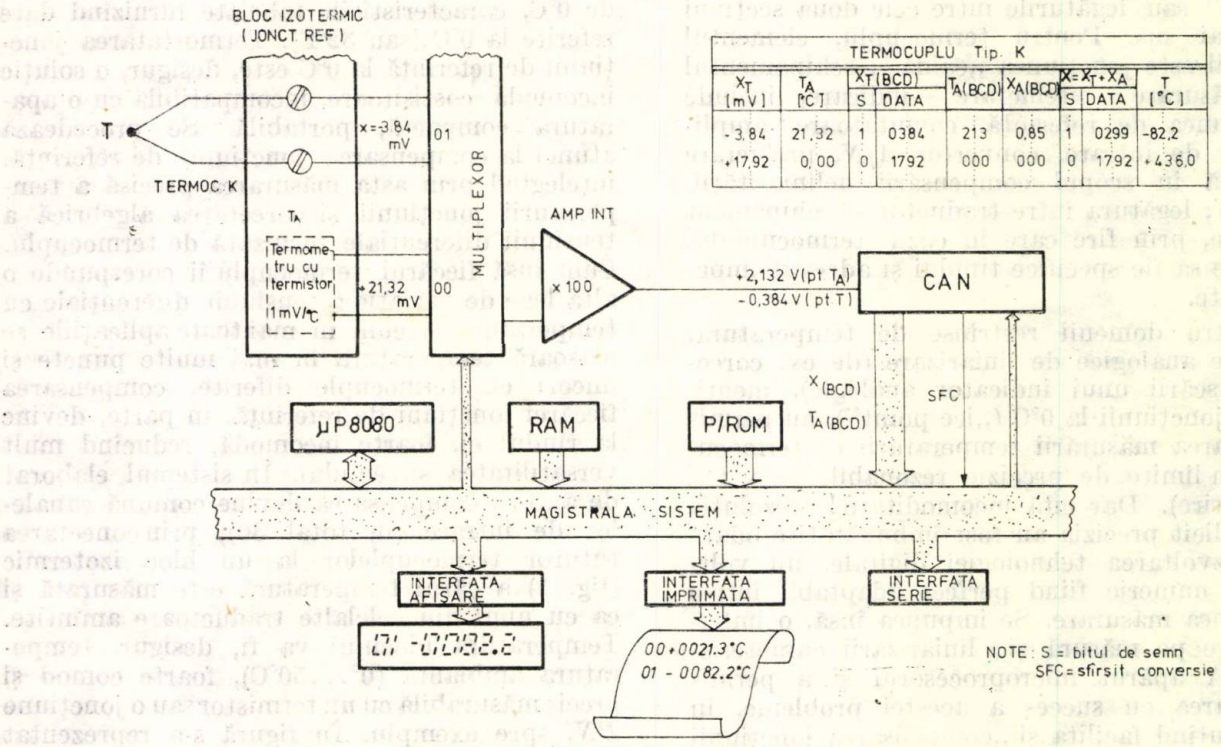


Fig. 1. Conectarea la sistem.

plasat într-o punte alimentată flotant şi echilibrată la 0°C, ieşirea punţii conectîndu-se la un canal separat. Termistorul este, aşadar, electric izolat de toate terminalele termocuplelor dar este cuplat termic cu ele. Un singur reglaj al tensiunii de alimentare este suficient pentru calibrarea termometrului. Sensibilitatea punţii este „aranjată" pentru 1 mV/°C.



TERMOCUPLU Tip. K

X_T [mV]	T_A [°C]	X_T(BCD) S	X_T(BCD) DATA	T_A(BCD)	X_A(BCD)	$X=X_T+X_A$ S	$X=X_T+X_A$ DATA	T [°C]
-3,84	21,32	1	0384	213	0,85	1	0299	-82,2
+17,92	0,00	0	1792	000	000	0	1792	+436,0

Fig. 2. Schema simplificată a lanţului de măsurare.

Lanţul măsurării.

În figura 2 s-a reprezentat o schemă simplificată a lanţului de măsurare a temperaturii în sistemul bazat pe microprocesorul 8 080 (sau 8085), considerînd că un canal are cuplat termocuplul tip K.

De remarcat că, după blocul izotermic urmează multiplexorul. Acesta dispune de comutatoare cu relee special construite pentru ca deriva tensiunilor termoelectromotoare parazitare introduse, să fie de maximum 1 µV/°C, adică mult sub sensibilitatea majorităţii termocuplelor.

Un amplificator operaţional cu impedanţă de intrare ridicată (de tipul chopper, într-o primă variantă), asigură aceleaşi performanţe termice ridicate la intrare şi, în plus, un cîştig egal cu 100, ceea ce înseamnă un semnal maxim de 10 V la intrarea CAN.

Convertorul analog/numeric este de tipul integrator cu dublă pantă, permiţînd o rejecţie superioară a perturbaţiilor pe intrări şi o rezoluţie superioară. Semnalul digital la ieşirea CAN — 4 1/2 cifre zecimale — în cod BCD, este preluat de magistrală la apariţia sfîrşitului de conversie, SFC, ce constituie un semnal de întrerupere pentru microprocesor.

După prelucrările impuse de legea măsurării cu termocuplul, „aflată" în memoria-program, rezultatul poate fi ori afişat, ori înregistrat pe imprimanta încorporată, ori furnizat printr-o interfaţă serie, unui alt periferic.

Utilizarea microprocesorului a simplificat substanţial prelucrarea analogică, aceasta reducîndu-se doar la preamplificarea tensiunii termoelectromotoare a termocuplului, pentru obţinerea unui semnal convenabil conversiei analog numerice, conversia propriu-zisă şi urmărirea temperaturii ambiante.

Algoritmul măsurării

Măsurarea este în întregime comandată de microprocesor şi poate fi detaliată, în cazul măsurării temperaturii, după cum urmează:

- măsoară şi stochează în memorie valoarea temperaturii ambiante (temperatura joncţiunii de referinţă);
- măsoară şi memorează valoarea tensiunii termoelectromotoare a termocuplului, referită la temperatura joncţiunii de referinţă;
- converteşte temperatura ambiantă într-o tensiune termoelectromotoare echivalentă, după legea termocuplului folosit;
- corectează (însumarea algebrică) tensiunea de la termocuplu cu tensiunea echivalentă temperaturii ambiante;
- converteşte tensiunea rezultată, în valori de temperatură;
- afişează sau înregistrează temperatura în format zecimal.

Cu notaţiile:

X_T — valoarea numerică (în cod BCD sau binar) a tensiunii de la canalul cu termocuplu;

T_A — valoarea temperaturii ambiante (în cod BCD sau binar);

X_A — tensiunea în care se converteşte T_A (în cod binar);

N — constantă dependentă de tipul termocuplului;

T — rezultatul prelucrării (în cod BCD sau binar), corespunzător tensiunii corectate $X = X_T + X_A$,

se poate urmări mai în amănunt algoritmul de măsurare a temperaturii cu termocuplul, după organigrama din figura 3.

La baza prelucrării stă o subrutină de liniarizare a unei caracteristici, cu care se efectuează cele două conversii reciproce, tensiune—temperatură.

Aşa cum s-a menţionat mai sus, caracteristica unui termocuplu este tabelată şi referită la o temperatură de 0°C (32°F) pentru joncţiunea de referinţă.

Există şi expresii polinomiale care aproximează mai mult sau mai puţin precis caracteristica unui anumit tip de termocuplu, într-un domeniu relativ îngust. Aceste funcţii însă, care pot ajunge pînă la ordinul patru sau chiar mai mult, necesită un volum mare de calcul în „virgulă mobilă", coeficienţii avînd pînă la 8 digiţi, dispărînd avantajul stocării unui număr relativ mic de parametrii. Dacă sistemul sau echipamentul, dispune deja de o bibliotecă aritmetică complexă, se poate considera convenabilă conversia prin calculul valorii unui polinom de ordinul 4.

Sistemul realizat la ICSITE este, însă, un sistem dedicat anumitor aplicaţii şi are o putere mică de calcul, aşa că este mult mai adecvată utilizarea unei metode de interpolare, cu atît mai mult cu cît caracteristica cea mai exactă a unui termocuplu este tabelată. Metoda bucurîndu-se de o mare generalitate, poate mări versabilitatea unui sistem dedicat, în cazul de faţă echipamentul putînd servi şi la măsurarea cu traductoare pentru alte mărimi neelectrice.

S-a ales, ca cea mai potrivită, o interpolare cu diferenţe finite, care presupune doar memorarea unor valori ale funcţiei pentru cîteva argumente echidistante şi calculul celorlalte valori între 2 argumente, considerînd intervalul o linie dreaptă (interpolar liniară) sau o funcţie de ordinul II (interpolare de ordinul II). Memoria ocupată cu tabelul pentru nodurile de interpolare nu este exagerat de mare, chiar pentru precizii ridicate, iar împreună cu cea pentru întregul program de prelucrare, este mult sub cea necesară prelucrării prin calcul a unui polinom de ordin superior, pentru obţinerea unei aceleaşi precizii.

O subrutină de conversie BCD/Binar, a permis efectuarea prelucrării numai în cod binar şi considerînd intervalele echidistante, proporţionale cu o putere a lui 2 s-a obţinut o sensibilă reducere a programului de interpolare numerică.

Aşadar, urmărind organigrama din figura 3, datele numerice în cod BCD, rezultate în urma conversiei analog/numerice şi anume, tensiunea X_T şi temperatura T_A, se stochează în memorie împreună cu semnul şi virgula (T_A este întotdeauna pozitivă şi cuprinsă în domeniul 0°C... 50°C).

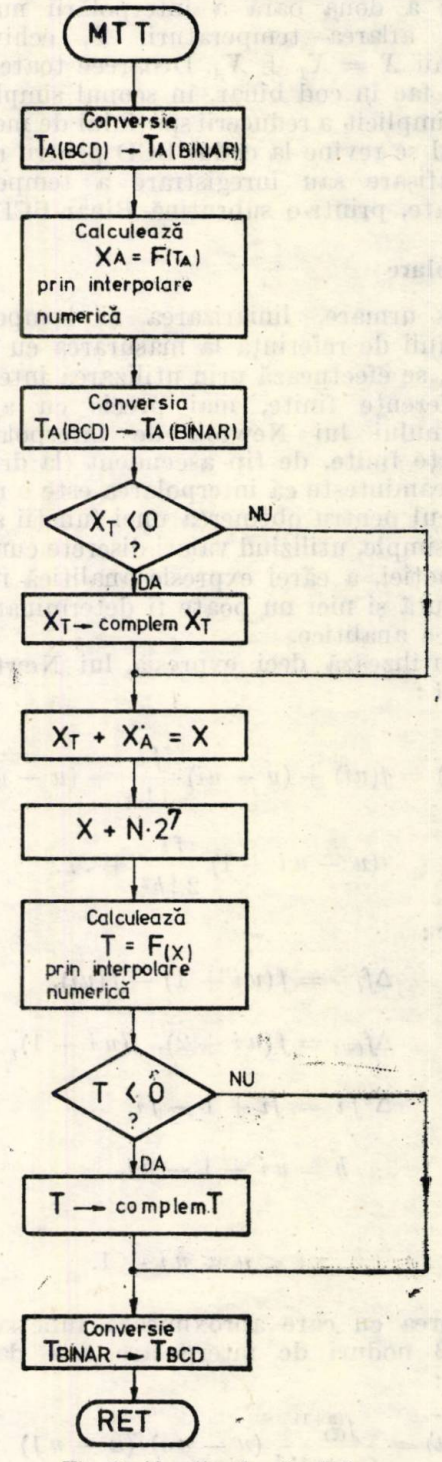


Fig. 3. Algoritmul măsurării.

Prelucrarea începe cu conversia lui T_A în tensiunea echivalentă X_A, după legea termocuplului respectiv, aplicînd pentru prima oară interpolarea numerică. Urmează compensarea joncţiunii de referinţă, prin însumarea lui X_T cu X_A obţinut. Adăugarea constantei $k = N \cdot 2^7$

care depinde de tipul termocuplului, transpune caracteristica acestuia în cdranul *I*, simplificînd substanţial programul de calcul la aplicarea pentru a doua oară a interpolării numerice pentru aflarea temperaturii T, echivalente tensiunii $X = X_T + X_A$. Deoarece toate calculele se fac în cod binar, în scopul simplificării lor şi implicit a reducerii spaţiului de memorie, în final se revine la codul BCD pentru redarea prin afişare sau înregistrare a temperaturii măsurate, printr-o subrutină Binar-BCD.

Interpolare

Prin urmare, liniarizarea şi compensarea joncţiunii de referinţă la măsurarea cu termocuplul, se efectuează prin utilizarea interpolări cu diferenţe finite, mai precis cu ajutorul polinomului lui Newton de interpolare cu diferenţe finite, de tip ascendent (la dreapta).

Se reaminteşte că interpolarea este o metodă de calcul pentru obţinerea unei funcţii aproximativ simple, utilizînd valori discrete cunoscute ale funcţiei, a cărei expresie analitică nu este cunoscută şi nici nu poate fi determinată prin mijloace analitice.

Se utilizează deci expresia lui Newton de speţa I:

$$f(u) = f(ui) + (u - ui)\cdot\frac{fi}{1!\,h} + (u - ui)\cdot$$

$$\cdot(u - ui + 1)\,\frac{fi}{2!\,h^2} + \ldots$$

în care:

$$\Delta f_i = f(ui + 1) - f(ui),$$

$$\Delta f_{i+1} = f(ui + 2),\ f(ui + 1),$$

$$\Delta^2 fi = fi + 1 - fi,$$

$$h = ui + 1 - ui,$$

iar:

$$ui < u < ui + 1.$$

Eroarea cu care aproximează funcţia reală între 2 noduri de interpolare este dată de relaţia:

$$\varepsilon_n(u) = \frac{f^{(n+1)}_{(\xi)}}{(n+1)!}\,(u - uo)\cdot(u - u1)\ldots$$

$$\ldots(u - un)$$

unde: $u_0 < \xi < u_n$

$u_0, u_1 \ldots u_i \ldots u_n$ sînt nodurile de interpolare presupuse echidistante, adică $u_i = u_0 + ih$, $(i = 1, 2, \ldots, n)$, h fiind pasul reţelei. Se precizează că interpolarea se efectuează pentru 14 biţi binari, deoarece valoarea maximă a unei date numerice la ieşirea CAN (X_T sau T_A) are între 13 şi 14 biţi binari (10 000 în cod zecimal), ca de altfel şi valoarea maximă a temperaturi de măsurat (cca 14 00,0 în zecimal).

Pentru o precizie compatibilă cu 14 biţi s-a dedus că este necesară o interpolare de ordinul II, dacă întregul domeniu de $2^{14} = 16\,384$ este divizat în $2^7 = 128$ intervale egale, fiecare interval avînd $2^7 = 128$ div.

Prin urmare, formula de interpolare de ordinul II (se reţin primii 3 termeni din polinomul lui Newton) folosind notaţii corespunzătoare exprimării în binar a mărimilor considerate, va fi:

$$F(U) = F(Uo) + (U0)\,\frac{DL0}{H} + (U - U0)\,(U -$$

$$- U1)\,\frac{D2\,L0}{2H^2},$$

unde:

$$DL0 = F(U1) - F(U0);\ DL1 = F(U_2) -$$

$$- F(U1);\ D2\,L0 = DL1 - DL0;$$

$$H = 2^7 = 128.$$

Pentru liniarizarea caracteristicii $X_A = F(T_A)$ se fac înlocuirile: $F(U) = X_A$ şi $U = T_A$, iar la liniarizarea caracteristicii $T = F(X)$, $F(U) = T$ şi $U = X$.

În figura 4 se precizează mărimile necesare realizării unei interpolări de ordinul II.

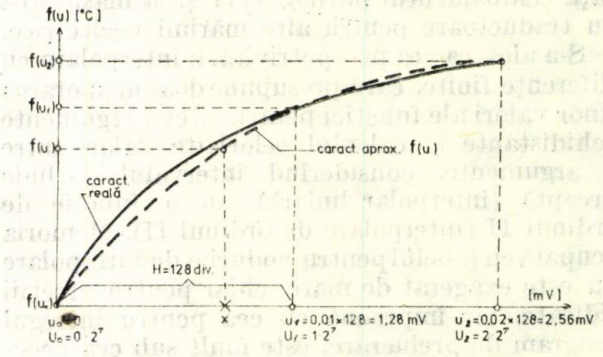


Fig. 4. Mărimi caracteristice interpolării de ordinul II.

Prin program se caută intervalul $[U_0, U_1]$ în care se află argumentele măsurate T_A, respectiv X, urmînd calculul funcţiei de mai sus pentru obţinerea tensiunii T_A, respectiv temperaturii T.

Datorită particularităţilor precizate, programul de calcul care foloseşte valorile funcţiilor în nodurile de interpolare stocate în ROM (şi care reprezintă tensiunile $F(T_A)$, în cazul determinării tensiunii echivalente temperaturii

ambiante și temperaturile $F(Xi)$ în cazul determinării temperaturii măsurate), se face în „virgulă fixă" utilizînd subrutine simple, ca de exemplu: complementare față de 2 (16 biți), „deplasare spre dreapta" (32 biți). Doar „multiplificarea cu semn a două cuvinte de 16 biți" este mai complexă și de durată.

Subrutinele de conversie BCD-Binar, și invers, sînt optimizate în lungime și timp.

Întregul program de măsurare a temperaturii cu termocuplul (MTT) are 445 octeți, exceptînd locațiile pentru tabelele cu nodurile de interpolare, constante și adrese de bază pentru tabele.

Acestea din urmă sînt funcție de tipul și numărul termocuplelor utilizate. De exemplu, dacă se utilizează 3 termocuple (J, K, T) mai sînt necesari încă 262 octeți.

Execuția programului durează maximum 10 ms pentru o frecvență a clockului de 2 MHz.

Calibrare

În afara reglajelor obișnuite la orice voltmetru numeric pentru anularea offsetului în calea de intrare și pentru calibrarea capătului de scară, la măsurarea temperaturii se mai face calibrarea pentru compensarea joncțiunii de referință. În sistemul de față, această calibrare se face cu intrările canalelor în scurtcircuit în afara celui pentru măsurarea temperaturii ambiante. Cu aparatul introdus la 0°C, se reglează tensiunea de alimentare a punții pînă la echilibrul punții (OV la ieșirea acesteia).

Rezultate

• Sistemul în discuție poate măsura temperatura, într-o configurație de bază, cu 3 tipuri de termocuple din cele mai uzuale: Fe — Constantan (tip J), Cromel-Alumel (tip K), Cupru-Constantan (tip T), care acoperă un domeniu de la −120°C la +1370°C, cu o eroare de măsurare maximă mai bună de ± 1,5°C, conform tabelului ce urmează:

Deci rezoluția măsurării este 0,1°C, la afișarea ori tipărirea valorii temperaturii, virgula rămînînd fixă, înaintea cifrei cea mai puțin semnificativă.

— Sistemul, tot datorită microprocesorului, poate indica depășirea domeniului de măsurare impus.

• În privința erorilor se poate menționa că, în afara erorilor datorate lanțului analogic (derive termice, liniaritate CAN), pot apare erori la prelucrarea numerică a datelor. De pildă, subrutina de multiplicare în „virgulă fixă" poate da, în cazul cel mai defavorabil, o eroare de rotunjire echivalentă cu ± 0,1°C, în domeniul temperaturii. Cum se efectuează două interpolări la determinarea unui punct, eroarea maximă de rotunjire este de ± 0,2°C.

• Sensibilitățile măsurării menționate în tabel, sînt determinate de valoarea preamplificării (X100), rezoluția CAN (1mV) și coeficienții Seebeck ai termocuplului (ex. coeficientul mediu la termocuplul T este 50 μV/°C).

• Simularea programului MTT a permis verificarea unor puncte din domeniul de măsurare a fiecărui tip de termocuplu și trasarea unor grafice pentru erorile absolute la interpolările $X_A = F(T_A)$ și $T = F(X)$. În figurile 5a, b sînt prezentate astfel de grafice pentru termocuplul T observîndu-se că, în cazul unei interpolări de ordinul II erorile nu depășesc valoarea de ± 0,3°C.

• Erorile maxime din tabelul de mai jos includ desigur și efectul compensării joncțiunii de referință, valorile fiind valabile pentru cazul cînd temperatura blocului izotermic este măsurată cu un termistor dual de tipul 44 018 liniarizat cu rezistențe ultrastabile. Liniaritatea asigurată de o asemenea rețea introdusă într-o punte este mai bună de ± 0,065°C în domeniul −5°C ... + 45°C, iar precizia și interschimbabilitatea, mai bună de ± 0,15°C în domeniul −30°C... +100°C.

• Se precizează că s-au folosit pentru termocuple caracteristicile tabelate bazate pe noua scalare a temperaturii, IPTS-68 (International Practical Temperature Scale). Simbolurile au fost adoptate după recomandarea Comitetului E-20 al Societății Americane pentru Încercări și Materiale. Simbolurile J, K etc. desemnează proprietățile termoelectrice și nu compoziția chimică a materialelor. Astfel, termocuplele de un tip dat pot avea variații în compoziție, dar proprietățile termoelectrice rămîn în limitele de eroare stabilite prin norma adoptată.

Tabelul 1

TIP	Domeniul de măsurare		Sensibilitate °C	Eroare max. °C	Valoare afișată sau tipărită °C
	mV	°C			
J	0,00...+42,28	0 ...+750	0,2	±1,5	000,0...+750,0
K	−4,14...+54,81	−120...+1 370	0,3	±1,5	−120,0...+1 370,0
T	−3,38...+20,87	−100...+400	0,2	±1,5	−100,0...+400,0

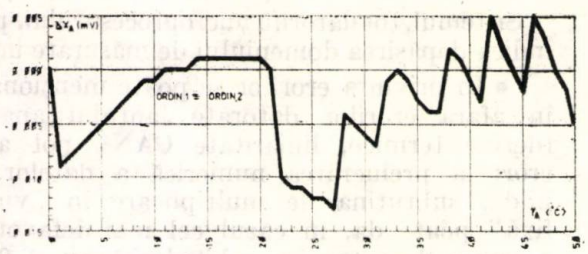


Fig. 5 a. Eroarea absolută la interpolarea $X_A = F(T_A)$ pentru termocuplul cupru-costantan (tip T).

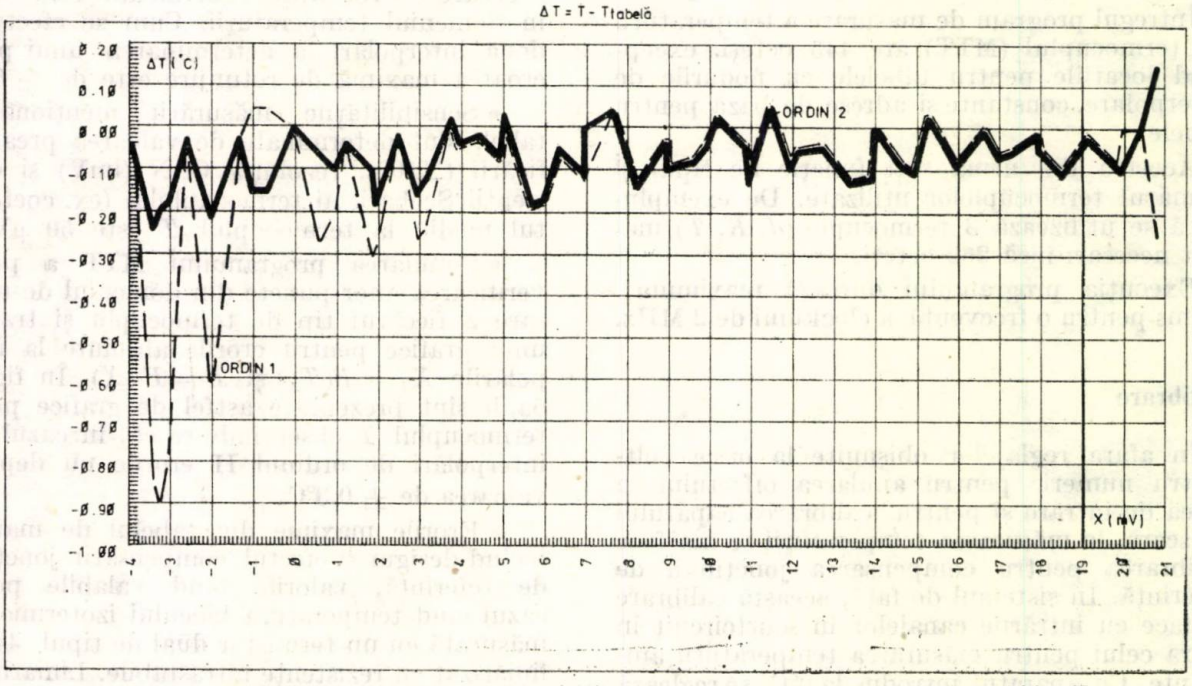


Fig. 5 b. Eroarea absolută la interpolarea $T = F(X)$, pentru termocuplul cupru-constantan (tip T).

Concluzii

• Preocuparea esențială în proiectarea și dezvoltarea sistemului de măsurare cu microprocesor a fost asigurarea unei bune flexibilități și posibilitatea extinderii lui. S-a avut în vedere extinderea numărului de canale, furnizarea semnalelor de alarmă la depășirea unor limite prestabilite etc.

• Alegerea metodei de interpolare pentru liniarizarea caracteristicilor, dă posibilitatea extinderii numărului de tipuri pentru termocuple utilizabile, fără modificări în circuitrie, ci doar prin simpla adăugare de tabele în P/ROM.

• Cu modificări neesențiale în circuitrie, sistemul poate deveni un multimetru pentru domeniul mărimilor neelectrice, deoarece metoda liniarizării și performanțele de curent continuu ale aparatului sînt pretabile și la utilizarea altor tipuri de traductoare.

• Programul de interpolare este astfel alcătuit încît poate fi executată și interpolarea doar de ordinul I, în multe cazuri suficientă.

• Posibilitatea transmiterii datelor rezultate printr-o interfață serie, poate transforma aparatul într-un terminal specializat dintr-un sistem cu control distribuit.

Bibliografie

[1] *Baker, Dean, Ryder, A., Baker, H.* Temperature measurement in engineering. **vol. I**— Deals with thermocouple techniques for measuring temperatures. 1975 OMEGA ENGINEERING, INC.

[2] Thermocouple Reference Tables Based on IPTS-68 OMEGA ENGINEERING, INC, 1975.

[3] *Toma, M., Odăgescu, I.* Metode numerice și subrutine. Ed. Tehnică, 1980.

[4] *Wood, R.F., Wood, G.H.* Electronic thermocouple proccesors in temperature measurement. Electronic Engineering, October, 1979.

[5] *Seim, Thomas.* Numerical interpolation for microprocessor-based sytems, Computer Design, Febr. 1978.

[6] *Titus, C.A., Rony. P.R., Larsen, D.G., Titus, J.A., Sams, Howard W.*, § Co., 3080/8085 Software Design. Inc. 1978.

[7] *Tabb, J.A., Roginsky, M.L.*, μPalgoritms make BCD-binary conversion super-fast, EDN Ianuary 77.

CZ 621.3.015 :1 :621.3.024

Sursă de tensiune cu masă flotantă. Sursă de tensiune și curent constante

NICOLAE CONSTATINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Necesitatea unei surse de tensiune stabilizate nu trebuie justificată, ea fiind încorporată în majoritatea echipamentelor electronice. Pentru alimentarea montajelor electronice experimentale este necesară utilizarea unei surse de tensiune stabilizată reglabilă.

Prin apariția circuitelor integrate, problema realizării unei surse stabilizate cu performanțe ridicate s-a simplificat.

1. Generalități

În cele ce urmează se fac aprecieri la folosirea stabilizatorului de tensiune integrat μA 723 (fabricat la IPRS-Băneasa).

În figura 1 este indicată schema-bloc a circuitului integrat μA 723 care ilustrează caracteristicile incorporate și anume :

— tensiunea de referință compensată termic și generată intern este disponibilă în exterior la un curent maxim de 25 mA ;

— ambele intrări ale amplificatorului de eroare sînt disponibile pentru folosirea în montaje cu masa pozitivă sau negativă ;

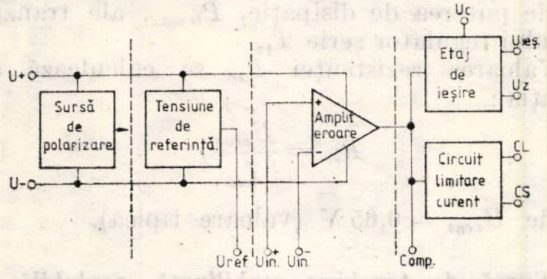


Fig. 1. Schema-bloc a circuitului integrat μA723.

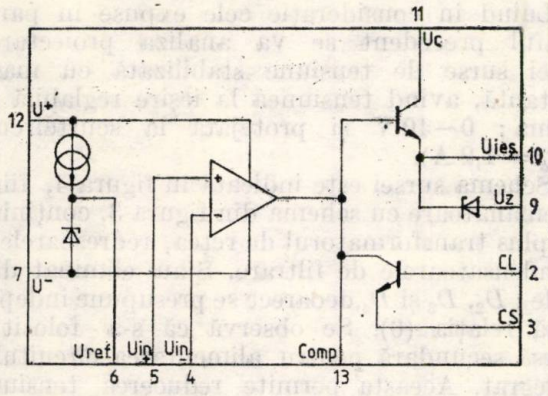


Fig. 2. Schema funcțională a circuitului integrat μA723.

— colectorul dispozitivului de trecere serie intern este disponibil la un terminal separat ;

— nivelul de tensiune de la ieșire este modificat printr-o diodă Zener internă (numai pentru capsula de plastic cu 14 terminale) pentru aducerea punctului static de funcționare a elementului regulator serie intern în regiunea liniară ;

— circuit de limitare internă a curentului prin elementul regulator, pentru protecția la scurtcircuit.

În aplicațiile următoare μA 723 este reprezentat prin schema funcțională din figura 2.

2. Principiul de funcționare a surselor de tensiune stabilizată cu masă flotantă

Se analizează modul de realizare a surselor de tensiune cu masă flotantă utilizînd circuitul integrat μA 723. În figura 3 se indică o sursă de tensiune pozitivă [1].

Stabilizatorul integrat se alimentează prin intermediul diodei Zener D_1 și a rezistenței R_5. Tensiunea diodei Zener se alege în gama tensiunilor de alimentare admise de integrat (9,5V — 40 V).

Numai tranzistorul serie exterior T_1 determină tensiunea și curentul maxime care pot fi controlate.

Pentru protejarea elementului de referință, curentul absorbit de la terminalul U_{Ref} nu va depăși 5 mA. Se deduce că sarcina maximă poate fi :

$$R_{s\,Ref} = \frac{U_{Ref}}{I_{U\,Ref}} = \frac{7{,}15\ \text{V}}{0{,}005\ \text{V}} = 1{,}43\ \text{kohmi}. \quad (1)$$

Rezistența R_5 trebuie să fie selectată pentru a furniza un curent suficient pentru dioda Zener D_1 și curentul de repaus al circuitului integrat ($I_{repaus\,max} = 3{,}5$ mA), cînd tensiunea de intrare este minimă și anume :

$$R_5 = \frac{U_{in\,min} - U_0 - U_{D1\,max}}{I_{in\,min}}, \quad (2)$$

unde $$I_{in\,min} = I_{repaus\,max} + I_{D1} + \frac{I_{0\,max}}{\beta_{min\,T1}}. \quad (3)$$

Diodele D_2, D_3 și D_4 sînt folosite pentru protecție, D_2 împiedică blocarea amplificatorului de eroare prin apariția unei tensiuni pozitive la intrarea neinversoare față de terminalul U^+, iar diodele D_3 și D_4 limitează tensiunea de

* ICSITE— București

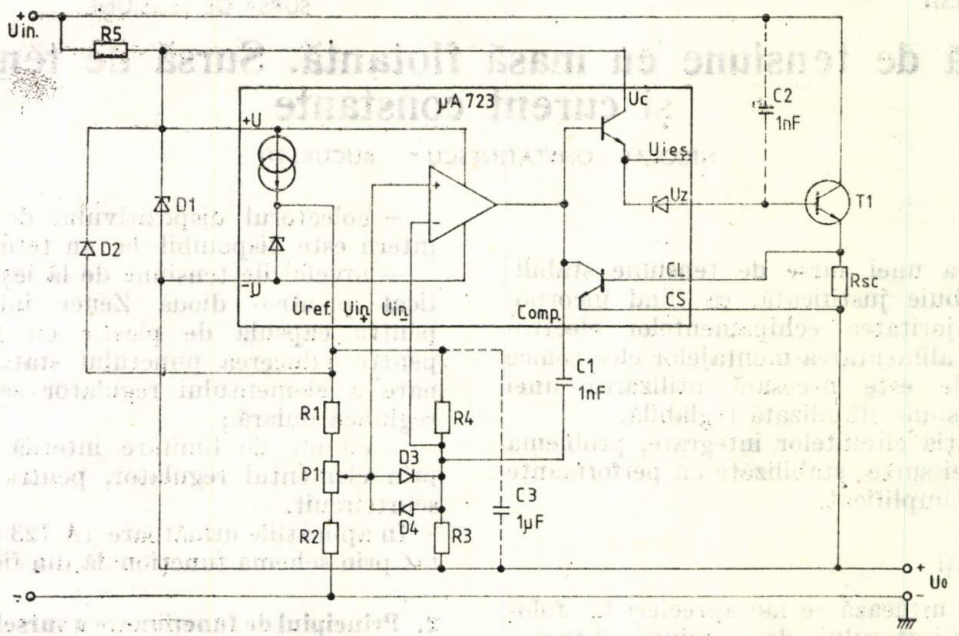


Fig. 3. Schema electrică de principiu a unei surse de tensiune stabilizată cu masa flotantă.

intrare diferențială la 0,6 V (tensiunea maxim admisibilă între intrările amplificatorului de eroare fiind de 5 V).

Condensatorul C_1 realizează compensarea cu frecvența a amplificatorului de eroare.

Condensatorul C_2 este necesar dacă tranzistorul T_1 are frecvența de tăiere, f_T, ridicată, pentru reducerea zgomotului la ieșire, introducînd o reacție negativă la frecvențe înalte.

Condensatorul C_3 asigură polarizarea corectă a circuitului integrat atunci cînd la cuplare și decuplare tensiunea de alimentare, U_{in}, variază rapid (dU_{in}/dt este mare). În mod normal, cînd comutarea tensiunii de alimentare are loc înainte de redresor, condensatorul C_3 nu este utilizat.

Amplificatorul de eroare lucrează corect cînd potențialul intrării inversoare este egal cu potențialul intrării neinversoare, adică :

$$(U_0 + U_{Ref}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{Ref} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_0, \tag{4}$$

sau aranjînd relația :

$$U_0 = U_{Ref} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right). \tag{5}$$

Pentru simplificarea relației se alege $R_3 = R_4$, rezultînd :

$$U_0 = \frac{U_{Ref}}{2} \cdot \frac{R_2 - R_1}{R_1}, \tag{6}$$

Reiese că tensiunea la ieșire, U_0, poate lua valoarea zero. Valoarea maximă fiind limitată de tensiunea $U_{CEO\,max}$ a tranzistorului regulator serie T_1.

În privința curentului maxim la ieșire, I_0, se constată că montajul este prevăzut cu circuit de protecție la scurtcircuit format din tranzistorul limitator de curent intern și de rezistența exterioară de sesizarea curentului, R_{sc}.

Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit, I_{sc}, este limitată de curentul de colector, $I_{C\,max}$, și de puterea de disipație, $P_{D\,max}$, ale tranzistorului regulator serie T_1.

Valoarea rezistenței R_{sc} se calculează cu relația :

$$R_{sc} = \frac{U_{sens}}{I_{sc}}, \tag{7}$$

unde $U_{sens} = 0{,}65$ V (valoare tipică).

3. Sursă de tensiune stabilizată, reglabilă în gama : 0—40 V/1A

Luînd în considerație cele expuse în paragraful precedent se va analiza proiectarea unei surse de tensiune stabilizată cu masă flotantă, avînd tensiunea la ieșire reglabilă în gama : 0—40 V și protejată la scurtcircuit ($I_{sc} = 1{,}2$ A).

Schema sursei este indicată în figura 4, fiind asemănătoare cu schema din figura 3, conținînd în plus transformatorul de rețea, redresoarele și condensatoarele de filtrare. S-au eliminat diodele : D_2, D_3 și D_4, deoarece se presupune îndeplinită relația (6). Se observă că s-a folosit o sursă secundară pentru alimentarea circuitului integrat. Aceasta permite reducerea tensiunii sursei principale pînă la nivelul cerut doar de menținerea funcționării tranzistorului regulator serie T_1 în regiunea liniară.

S-a constatat practic la sursele cu circuite integrate că sînt necesare folosirea unei capacităţi la intrarea sursei de minim 1 000 μF şi a unei capacităţi la ieşirea sursei de minim

Pentru obţinerea unei tensiuni de ondulaţii la ieşirea sursei impusă, de exemplu: $U_{pe} = 1$ mV ef, se ţine seamă de rejecţia introdusă de circuitul integrat μA 723, tipic 74 dB

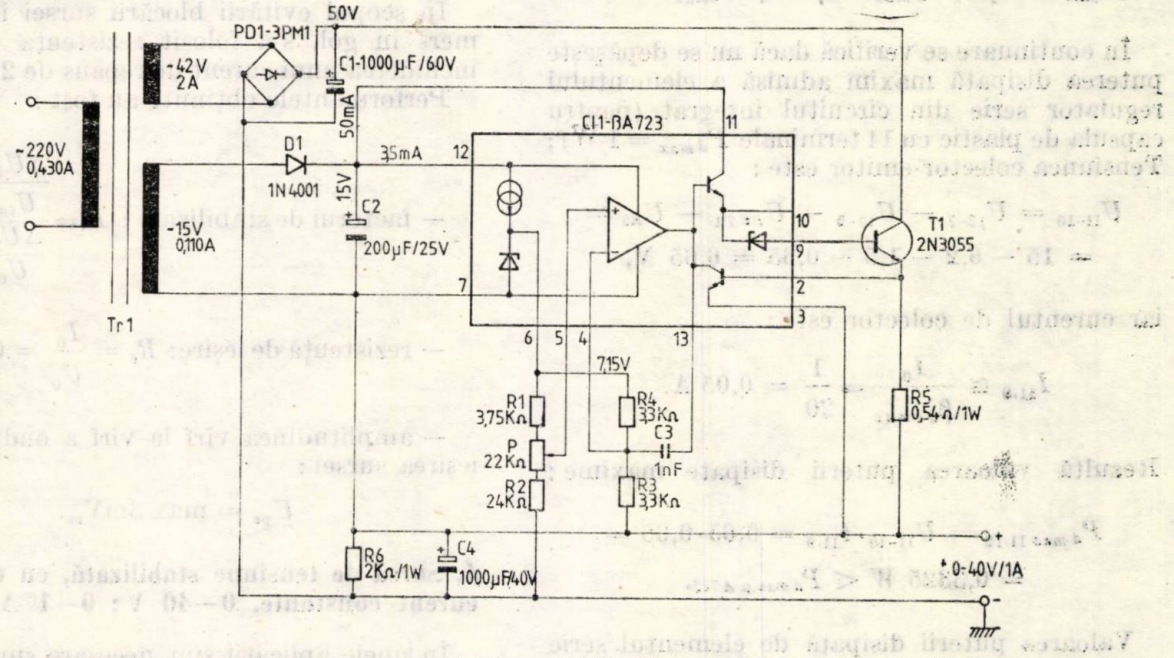


Fig. 4. Schema electrică de principiu a sursei de tensiune stabilizată, reglabilă în gama: 0—40 V, cu protecţia la scurtcircuit fixată la 1,2 A.

100 μF pentru fiecare amper al curentului de sarcină.

Pentru valori mai mari ale condensatorului de la ieşirea sursei, C_4, se va proteja intrarea amplificatorului de eroare din circuitul integrat folosind fie două diode cu siliciu conectate în opoziţie, între terminalele 4 şi 5, fie o diodă Zener avînd $U_Z \leqslant 5$V între terminalele 5 şi 7 (montată cu catodul la terminalul 5).

În continuare se va indica o metodă de calcul a capacităţii de filtrare C_1.

După [2] se admite pe tranzistorul regulator serie o cădere de tensiune de 2 V — 15 V, prin aceasta se asigură lucrul stabilizatorului la valoarea minimă a tensiunii de reţea, ţinînd seama şi de reducerea tensiunii de alimentare datorită ondulaţiilor la ieşirea filtrului.

Considerînd o cădere de tensiune pe tranzistorul T_1, de 10 V, rezultă că redresorul principal trebuie să furnizeze tensiunea $U_{or} = 50$ V, la un curent de sarcină $I_{or} = 1$ A, deci rezistenţa de sarcină a redresorului este:

$$R_L = \frac{U_{or}}{I_{or}} = \frac{50\text{ V}}{1\text{ A}} = 50 \text{ ohmi.}$$

Se estimează [3] rezistenţa de fază, R_s, a redresorului:

$R_s = 5\ \%\ R_L$, care include rezistenţa punţii redresoare şi rezistenţa transformatorului raportată la secundar.

[1], rezultă ondulaţiile admise la ieşirea redresorului:

$$p = \frac{U_{pe}}{0{,}5\cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{U_{or}} \cdot 100 = \frac{10^{-3}}{0{,}5\cdot 10^{-3}} \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{50} \cdot 100 = 4\ \%.$$

Din diagramele $p\,(\%) = F\left(\frac{R_s}{R_L}, \omega, R_L, C\right)$, rezultă:

$$\omega \cdot R_L C \cong 14, \text{ de unde } C = \frac{\omega \cdot R_L \cdot C}{2\pi \cdot f \cdot R_L} =$$

$$= \frac{14}{2\pi \cdot 50 \cdot 50} \cong 1\,000\ \mu\text{F}.$$

În figura 4 s-au indicat tensiunile şi curenţii din înfăşurările secundare ale transformatorului de reţea, calculate după metoda indicată de [4], luîndu-se în consideraţie factorul de amplificare în curent minim $\beta_{T1\,min} = 20$.

Elementul regulator serie, T_1, se alege ţinînd seama de tensiunea maximă la ieşirea redresorului principal, $U_{or} = 60$ V, şi curentul maxim în sarcină, $I_0 = 1$ A. Rezultă că tranzistorul regulator serie trebuie să disipe puterea: $P_{d\,max} = U_{or} \cdot I_0 = 60$ V · 1 A = 60 W, atunci cînd tensiunea la ieşirea stabilizatorului $U_0 \cong 0$.

S-a ales tranzistorul de putere cu siliciu 2N3055, care are :

$U_{CEO\,max} = 60$ V ; $I_{C\,max} = 15$ A și $P_{d\,max} = 115$ W.

În continuare se verifică dacă nu se depășește puterea disipată maxim admisă a elementului regulator serie din circuitul integrat (pentru capsula de plastic cu 14 terminale $P_{d\,max} = 1$ W) ; Tensiunea colector-emitor este :

$$U_{11\text{-}10} = U_{12\text{-}7} - U_{10\text{-}9} - U_{BE\,T1} - U_{R5} = \\ = 15 - 6{,}2 - 1{,}5 - 0{,}65 = 6{,}65 \text{ V},$$

iar curentul de colector este :

$$I_{11.9} \cong \frac{I_0}{\beta_{T1\,max}} = \frac{1}{20} = 0{,}05 \text{ A}.$$

Rezultă valoarea puterii disipate maxime :

$$P_{d\,max\,11.12} = U_{11\text{-}10} \cdot I_{11.9} = 6{,}65 \cdot 0{,}05 = \\ = 0{,}3325 \text{ W} < P_{d\,max.\mu A\,723}.$$

Valoarea puterii disipată de elementul serie integrat poate fi redusă prin micșorarea curentului $I_{11.9}$, folosind ca element regulator serie extern un tranzistor compus.

Pentru calcularea grupului de rezistențe R_1 și R_2 se alege valoarea potențiometrului, P, de ordinul zecilor de kilohmi, ținînd seama de relația (1). S-a ales $P = 22$ kohmi.

Din ecuația (6) rezultă pentru $U_0 = 40$ V,

$$\frac{R_2 + P}{R_1} = 12{,}189 \text{ kohmi},$$

alegînd $R_2 = 24$ kohmi, rezultă $R_1 = 3{,}75$ kohmi $\pm$ 1 %.

Rezistențele R_3 și R_4 s-au ales ținînd seama, de asemenea, de relația (1).

În scopul evitării blocării sursei în regim de mers în gol, s-a folosit rezistența R_6 pentru închiderea unui curent de repaus de 2 % I_0.

Performanțele obținute au fost :

— factorul de stabilizare : $K = \dfrac{\dfrac{\Delta U_{in}}{U_{in}}}{\dfrac{\Delta U_0}{U_0}} > 5000$;

— rezistența de ieșire : $R_e = \dfrac{I_0}{U_0} = 0{,}02$ ohmi ;

— amplitudinea vîrf la vîrf a ondulațiilor la ieșirea sursei :

$$U_{pe} = \max 3\text{mV}_{vv}.$$

4. Sursă de tensiune stabilizată, cu tensiune și curent constante, 0—40 V ; 0—1 A

În unele aplicații sînt necesare surse de tensiune avînd posibilitatea reglării atît a tensiunii, cît și a curentului în sarcină. În figura 5 este indicată schema unei surse de tensiune și curent constante, o altă modalitate de utilizare a circuitului integrat μA 723.

Se observă că schema încorporează elementele sursei de tensiune reglabilă din figura 4, notate în același fel. În plus elementul de sesizare a curentului a fost înlocuit cu un amplificator diferențial nesimetric format din tranzistoarele T_2 și T_3.

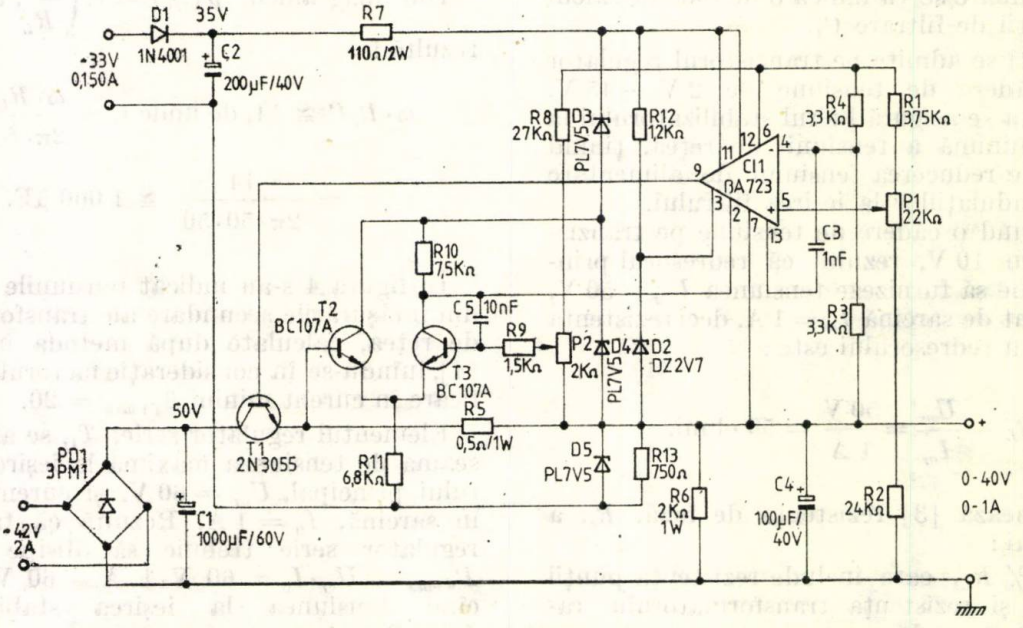


Fig. 5. Schema electrică de princpiu a sursei de tensiune stabilizată, cu tensiune și curent constante, 0—40 V/0—1 A.

Tranzistoarele T_2 şi T_3 şi circuitul integrat se alimentează de la sursa de tensiune secundară, prin intermediul unui stabilizator parametric format din diodele Zener : D_3, D_4 şi D_5 şi rezistenţa de balast R_7.

Rezistenţa R_9 contribuie la liniarizarea caracteristicii de intrare a tranzistorului T_3, iar condensatorul C_5 asigură o reacţie negativă la frecvenţe ridicate.

Comanda amplificatorului diferenţial se realizează prin tensiunea de pe potenţiometrul P_2, raportată la masa flotantă. Tensiunea din colectorul tranzistorului T_3 raportată la catodul diodei Zener D_2 comandă tranzistorul sesizor intern.

Ecuaţiile care descriu funcţionarea amplificatorului diferenţial sînt :

$$U_{BE\,T2} + U_{R11} = U_{R5} + U_{D5}, \quad (8)$$

$$U_{R9} + U_{BE\,T3} + U_{R11} = U_{P2} + U_{D5}, \quad (9)$$

$$U_{D4} + U_{R10} + U_{2-3} + U_{D2}, \quad (10)$$

$$U_{D4} + U_{D5} = U_{R10} + U_{CE\,T3} + U_{R11}. \quad (11)$$

Pentru înţelegerea funcţionării sursei în regim de curent constant în tabelul 1 sînt indicate tensiunile în mai multe puncte ale schemei, măsurate cu cursorul potenţiometrului P_2 către rezistenţa R_8, folosind un voltmetru electronic.

Tabelul 1

Regimul de funcţionare a sursei / Tensiunea (V)	Curentul limită reglat la 1 A	
	în gol	în scurtcircuit
$U_{BE\,T2}$	0,3	0,6
$U_{BE\,T3}$	0,65	0,575
U_{P2}	0,5	0,5
U_{R5}	—	0,5
U_{R9}	0,15	0,025
U_{R10}	7,7	4,15
U_{R11}	7,2	7,4
$U_{CE\,T3}$	0,1	3,45
U_{2-3}	−2,9	0,65

În funcţionarea sursei se disting următoarele situaţii :

a — cînd sursa este cu bornele de ieşire în gol şi cursorul potenţiometrului P_2 este către rezistenţa R_8, tranzistorul T_2 este blocat (8), iar tranzistorul T_3 este în saturaţie (I_{BT3}=0,1mA), potenţialul colectorului tranzistorului T_3 merge către potenţialul masei flotante. Ca urmare tensiunea de comandă a tranzistorului limitator de curent intern este negativă şi limitarea nu are loc ;

b — cînd sursa are bornele de ieşire scurtcircuitate şi cursorul potenţiometrului de reglare a curentului în sarcină, P_2, este către rezistenţa R_8, din (8) se deduce că tranzistorul T_2 se deschide. În acest caz se poate scrie relaţia :

$$U_{P2} = U_{R2} + U_{BE\,T3} - U_{BE\,T2} + U_{R5}, \quad (12)$$

de unde rezultă că tensiunea de pe rezistenţa R_5 anulează tensiunea de comandă fixată prin potenţiometrul P_2, ca urmare T_3 iese din saturaţie trecînd în zona activă (I_{BT3} = 0,015 mA), potenţialul colectorului urcă, astfel tensiunea U_{2-3} devine pozitivă şi are loc limitarea curentului în sarcină :

$$I_0 = \frac{U_{R5}}{R_5} = \frac{0{,}5\ \text{V}}{0{,}5\ \Omega} = 1\ \text{A},$$

pentru U_{2-3} = 0,65 V (valoare tipică) ;

c — cu cursorul potenţiometrului P_2 către masa flotantă se anulează tensiunea de comandă a tranzistorului T_3 care iese din regiunea de saturaţie intrînd în regiunea activă, potenţialul colectorului urcă şi are loc limitarea curentului în sarcină I_0.

Din cele de mai sus rezultă că se pot obţine valori de curenţi constanţi în sarcină limitate doar de curentul de colector maxim admis de tranzistorul regulator serie T_1, alegînd corespunzător valorile „traductorului de curent" R_5 şi potenţiometrului P_2.

Nu se vor depăşi : tensiunea inversă maxim admisibilă a tranzistorului limitator de curent intern, U_{2-3} = 6,2 V şi curentul absorbit de la elementul de referinţă intern aşa cum s-a menţionat anterior.

Performanţele sursei realizate în regim de curent constant au fost :

— factorul de stabilizare : $K = \dfrac{\dfrac{\Delta U_{in}}{U_{in}}}{\dfrac{\Delta I_0}{I_0}} > 300$;

— rezistenţa internă : R_i = 5 kohmi.

Concluzii

S-a analizat utilizarea stabilizatorului integrat μA 723 în sursele de tensiune variabile protejate la scurtcircuit, fără a epuiza varietatea de aplicaţii ale acestui circuit integrat.

Schemele prezentate au fost însoţite de indicaţii de proiectare şi de rezultatele practice obţinute de autor.

Bibliografie

[1] Fairchild Semiconductor. Linear Integrated Circuits Data Bock 1976, p. 14.21—14.27.

[2] National Semiconductor. Voltage Regulator Handbook, May 1975, p. 8.1.

[3] *Nowicki, J.R.* Power Supplies for Electronic Equipment, **vol. I**, London, 1971, p. 87—102.

[4] *Milyko Gh., Ciucă, M.* Alimentarea radioreceptoarelor şi televizoarelor, Bucureşti, Editura tehnică, 1970, p. 68—88.

CZ 621.3 :621.313.33

MAŞINĂ ASINCRONĂ
CARACTERISTICĂ MECANICĂ

Ridicarea caracteristicii mecanice în regim dinamic la motoarele asincrone trifazate

ADRIAN MEREANU * — BUCUREŞTI

Introducere

Motorul asincron trifazat are un cîmp larg de utilizare în acţionări fiind cel mai răspîndit motor electric. Aceasta se datoreşte simplităţii lui constuctive, preţului său redus, robusteţei şi siguranţei sale în funcţionare. În problemele de acţionări electrice, literatura tehnică foloseşte, în general, caracteristicile mecanice statice, considerînd că fenomenele tranzitorii electromagnetice au o durată în timp neglijabil de mică, faţă de durata proceselor tranzitorii mecanice.

În ultimul timp, preocuparea pentru cunoaşterea caracteristicilor mecanice a crescut, întrucît ele au un rol important sub aspectul solicitărilor mari prin şocuri ale organelor de transmisie şi determină, în esenţă, procesele de pornire, reversare, frînare, în cazul cînd se acţionează mase inerţiale considerabile.

1. Metoda

Ridicarea caracteristicii mecanice $n = f(M)$, în regim dinamic, se execută în cadrul unui proces de reversare a turaţiei motorului care se testează. Determinarea cuplului motor se face prin măsurarea cuplului de decelerare, respectiv de accelerare.

În regim dinamic se înregistrează o sumă a cuplului mediu şi a cuplurilor tranzitorii şi pulsatorii şi din acest punct de vedere, ar apare o deosebire faţă de caracteristica mecanică statică care ţine seama numai de variaţia cuplului mediu în funcţie de turaţie, într-un regim de funcţionare stabilizat.

Prin metoda dinamică, se înregistrează valori momentane ale cuplului deci, vor apare şi componentele pulsatorii ale acestuia. Cuplurile parazite sincrone, din caracteristica statică, se transformă în cupluri pendulare în caracteristica dinamică. Frecvenţa acestor cupluri creşte odată cu depărtarea lor de turaţia de sincronism a armonicii respective. În cazul unei porniri prin reversare lentă, cuplul parazit pendular este înregistrat cu valoarea sa maximă, amplitudine ce poate fi echivalentă cu valoarea maximă a cuplului sincron din caracteristica mecanică statică, existînd pericolul ca pendulările datorate cuplului sincron să se suprapună peste valoarea cuplului de pornire, deoarece cuplurile sincrone apar, în general, la o turaţie redusă. Cuplurile parazite de vibraţii, ce pot apare datorită unor rezonanţe mecanice, se vor suprapune peste caracteristica dinamică, ducînd la modificarea alurii faţă de cea statică [1].

Pentru măsurarea turaţiei se poate utiliza o metodă bazată pe tehnica impulsurilor, utilizînd un traductor optic la ieşirea căruia se obţin impulsuri electrice, a căror frecvenţă este proporţională cu turaţia motorului.

Pentru determinarea cuplului de acceleraţie a motorului se măsoară efortul transmis de către axul maşinii unui volant, cu ajutorul unei cuple tensometrice.

În fig. 1 se prezintă schema-bloc a instalaţiei pentru măsurarea şi înregistrarea caracteristicii mecanice, în regim dinamic, care se compune din :

1 — maşina care se testează;
2 — traductorul tensometric de cuplu;
3 — puntea de măsură tensometrică;
4 — filtrul trece jos;
5 — volantul cu masă inerţială variabilă;
6 — traductorul de turaţie;
7 — dispozitivul electronic de prelucrare a impulsurilor date de traductorul de turaţie;
8 — maşina de referinţă;
9 — oscilograf.

Traductorul de turaţie se compune din două discuri paralele cu fante identice, unul montat pe axul volantului şi al doilea montat pe axul maşinii de referinţă. Un traductor optic, prevăzut cu un amplificator, transformă impulsurile de lumină ce trec prin fantele celor două discuri,

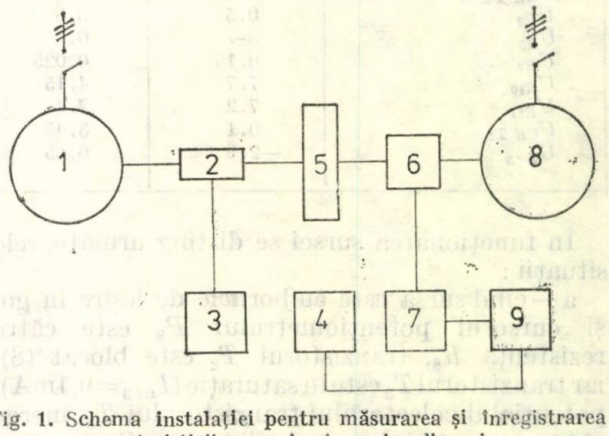


Fig. 1. Schema instalaţiei pentru măsurarea şi înregistrarea caracteristicii mecanice în regim dinamic.

în impulsuri electrice cu o frecvenţă egală cu suma sau diferenţa turaţiilor celor două maşini, multiplicată cu o constantă k, în funcţie de sensul de rotaţie a celor două maşini. După o

* ICPE— Bucureşti.

filtrare prealabilă, semnalul dat de traductorul de turație, este aplicat unui circuit integrator, cu o constantă de timp astfel aleasă încît să permită sesizarea unor variații de turație suficient de rapide în timp. Tensiunea continuă obținută la ieșirea integratorului este proporțională cu turația motorului care se testează, polaritatea ei fiind în funcție de sensul de rotație a motorului.

Traductorul de cuplu de tip tensometric este format dintr-un ax de oțel calibrat, la care se cunoaște valoarea modulului de elasticitate, pe care se află montată rigid o punte de mărci tensometrice. Capetele axului sînt prevăzute cu două semicupluri pentru a permite cuplajul mecanic al traductorului cu motorul testat și cu volantul. Cuplul mecanic transmis axului traductorului, produce prin torsionarea acestuia, dezechilibrarea punții tensometrice, semnalul de dezechilibru fiind proporțional cu efortul transmis axului traductorului de cuplu [2].

În scopul obținerii rezultatelor experimentale prin această metodă s-a utilizat pentru testare motorul asincron tip AS/1293/8-72 de 5,5 kW la 2 890 rot/min. S-a efectuat oscilografierea valorii cuplului și a turației în funcție de timp,

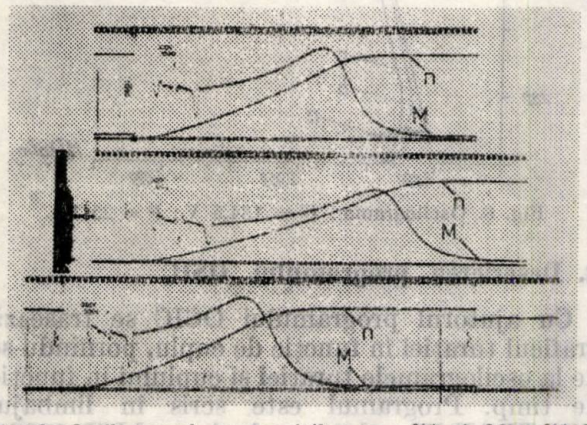


Fig. 2. Oscilogramele parametrilor $n = f(t)$ și $M = f(t)$ la 430 V, 55 Hz — 417 V, 55 Hz — 380 V, 50 Hz.

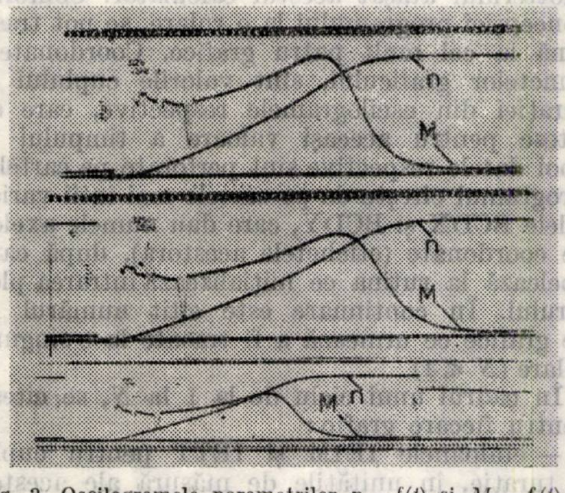


Fig. 3. Oscilogramele parametrilor $n = f(t)$ și $M = f(t)$ la 342 V, 45 Hz — 325 V, 45 Hz — 308 V, 45 Hz.

pentru diferite frecvențe și tensiuni de alimentare ale motorului, oscilogramele fiind prezentate în figurile 2, 3, 4.

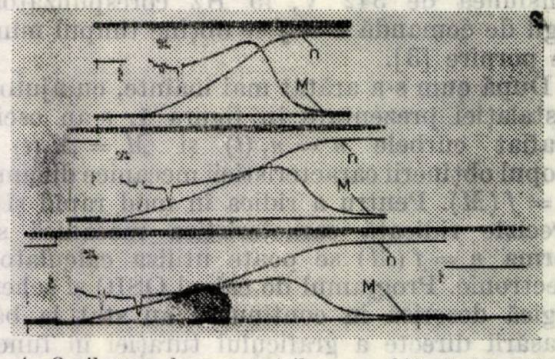


Fig. 4. Oscilogramele parametrilor $n = f(t)$ și $M = f(t)$ la 304 V, 40 Hz — 272 V, 40 Hz — 243 V, 40 Hz.

În figura 2 se prezintă oscilogramele regimului tranzitoriu la pornirea motorului, pentru tensiunile și frecvențele de alimentare de 430V 55 Hz; 417 V/55 Hz; 380 V/50 Hz; figura 3 — oscilogramele pentru 342 V/45 Hz; 325 V/45 Hz; 308 V/45 Hz, iar în figura 4 oscilogramele pentru 304 V/40 Hz; 272 V/40 Hz; 243 V/40 Hz. S-a notat, în figurile de mai sus, cu n curba de variație a turației și cu M curba de variație a cuplului la pornire; ambele curbe fiind oscilografiate în funcție de timp.

Din analiza oscilogramelor și a datelor inițiale, pentru determinarea scării bazei de timp, se constată că pentru aceeași frecvență a tensiunii de alimentare pornirea motorului este cu atît mai rapidă cu cît tensiunea sa de alimentare este mai mare. Pe de altă parte, valorile tensiunilor și frecvențelor de alimentare, adoptate pentru procesul tranzitoriu de pornire, corespund unor ecuații de comandă pentru motorul testat, prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Valorile tensiunii funcție de ecuația de comandă

Frecvența	$u = f$	Ecuația de comandă $u = f^{1,5}$	$u = f^2$
f, Hz	U_1, V	U_1, V	U_1, V
50	380	380	380
45	342	325	308
40	304	272	243
35	266	224	186,5
30	228	176,5	137
25	190	134,5	95
20	152	96,5	61
15	114	62,2	34,2
10	76	33,9	15,2
5	38	12,2	3,8

Astfel din figura 4 se constată că pentru aceeași frecvență de 40 Hz, timpul cel mai scurt de pornire este asigurat de tensiunea de 304 V, apoi de 272 V și, în ultimul rînd, de tensiunea de 243 V. Cele trei tensiuni corespund la trei legi de comandă $u = f$; $u = f^{1,5}$;

$u = f^2$, unde cu u s-a notat valoarea relativă a tensiunii $u = U_1/U_n$, iar cu f s-a notat valoarea relativă a frecvenței $f = f_1/f_n$. Similar și pentru tensiunea de 342 V, 45 Hz corespunzătoare legii de comandă $u = f$ se obține timpul minim de pornire [3].

După cum s-a arătat mai înainte, cu ajutorul instalației prezentate în figura 1, s-au oscilografiat curbele $n = n_1(t)$ și $M = M_1(t)$ în scopul obținerii caracteristicii mecanice dinamice $n = f(M)$. Pentru a ridica în mod rapid și cu precizie ridicată caracteristica mecanică sub forma $n = f(M)$ se poate utiliza calculatorul electronic. Programul de calcul OSIC și schema logică descrisă în continuare au stat la baza trasării directe a graficului turației în funcție de cuplu, pornindu-se de la oscilogramele turației și ale cuplului în funcție de timp, curbele din figurile 5—8. Graficele au fost ridicate pentru frecvențele de 45, 40, 35, 25 Hz și tensiuni de 342, 308, 304, 243, 224, 186, 5; 190; 134, 5 V. Plecînd de la oscilogramele cuplului și turației în funcție de timp obținute experimental, se poate calcula și trasa grafic, cu ajutorul programului OSIT caracteristica mecanică a motorului asincron $n = f(M)$, curbele notate cu b în figurile 5—8.

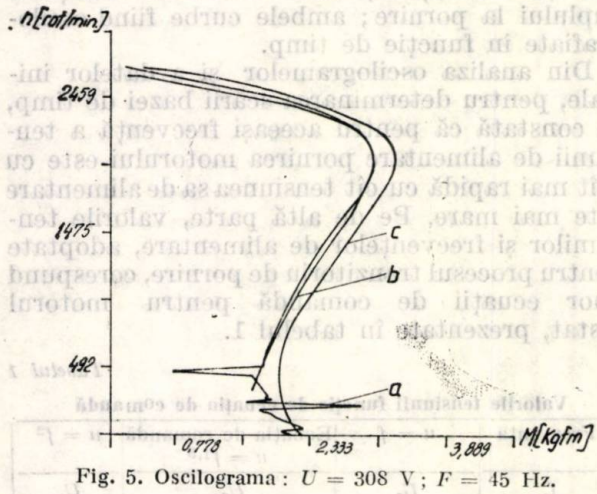


Fig. 5. Oscilograma: $U = 308$ V; $F = 45$ Hz.

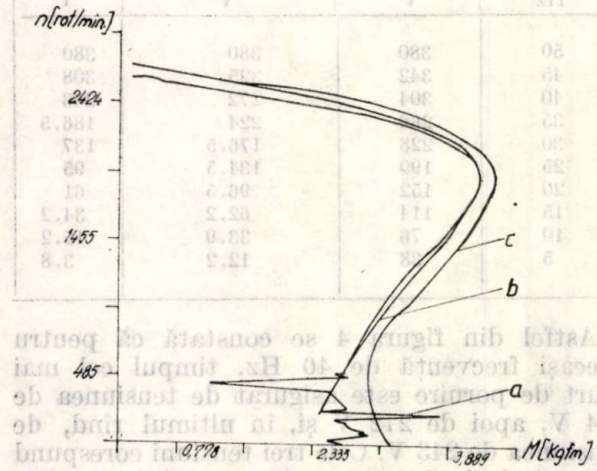


Fig. 6. Oscilograma: $U = 342$ V; $F = 45$ Hz.

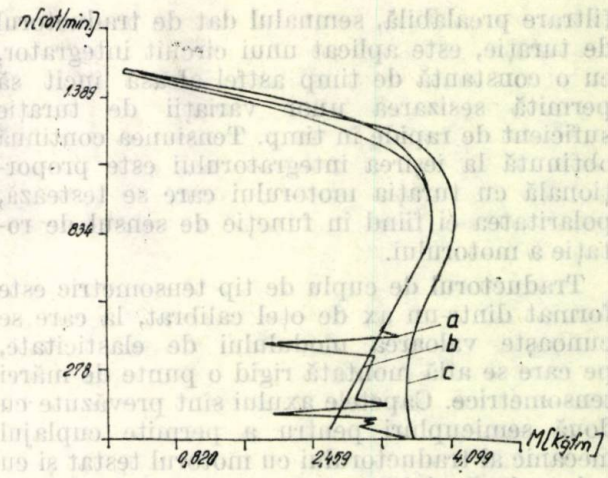


Fig. 7. Oscilograma: $U = 190$ V; $F = 25$ Hz.

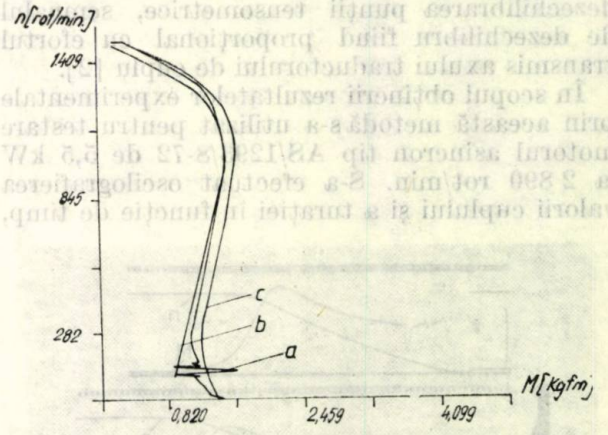


Fig. 8. Oscilograma: $U = 134{,}5$ V; $F = 25$ Hz.

2. Descrierea programului OSIC

Cu ajutorul programului OSIC se trasează graficul turației în funcție de cuplu, pornindu-se de la oscilogramele turației și cuplului în funcție de timp. Programul este scris în limbajul FORTRAN IV, rulat pe calculatorul ICL-1902A și folosește pentru trasare rutinele Graph-Plotterului atașat acestui calculator. Conform concepției programului la o rulare, se pot trasa pînă la cel mult patru grafice. Coordonatele punctelor graficului, sînt valorile cuplului și turației din oscilogramele respective, care se citesc pentru aceeași valoare a timpului și apoi datele respective sînt perforate pe cartele. Programul citește de pe cartele mai întîi variabilele BCDX și BCDY, care dau numele axelor de coordonate (etichetele acestora), după care apelează la rutina ce inițializează intrarea ploterului. În continuare este citit numărul N de grafice ce urmează a fi trasate la o singură rulare ($N \leqslant 4$).

În cadrul unui ciclu de la 1 la N, se citesc pentru fiecare grafic:

— etaloanele IE1M și IETT pentru cuplu și turație, în unitățile de măsură ale acestor mărimi, după care se transformă etalonul

cuplului din Nm în kgfm (prin împărțirea acestuia la 150);

— etaloanele ET1M și ET2M pentru cuplu și turație, în unități de lungime (mm) după care se calculează numărul de unități de cuplu și turație corespunzătoare la 20 mm (distanța dintre două mărci ale axei) necesare marcării axelor de coordonate.

Datorită alurii oscilogramelor, din care se citesc valorile cuplului și turației, s-a convenit ca un număr de puncte să fie unite pe grafic prin segmente de dreaptă, iar pentru restul punctelor, să fie utilizată rutina de desenare a unei curbe ce trece prin puncte. Deci, în continuare se vor citi din program:

— numărul $NP1$ de puncte ale graficului ce urmează să fie unite prin segmente de dreaptă;

— pentru fiecare punct se citesc valorile cuplului și turației $Z1$ și $Z2$, valori obținute din oscilogramele respective.

— numărul $NP2$ de puncte ale graficului ce se unesc folosind rutina de desenare a unei curbe ce trece prin puncte și corespunzător fiecărui punct se citesc coordonatele respective ale căror valori se măresc de 1,5 ori.

În continuare, programul citește titlul desenului (numărul oscilogramei), după care se apelează corespunzător parametrului de ciclare la rutina de fixare a punctului care poziționează originea. Apoi sînt apelate: rutina de desenare a axelor de coordonate, rutina ce unește cele $NP1$ puncte prin linii drepte, rutina ce desenează curba ce trece prin cele $NP2$ puncte și rutina de scriere a textului ce reprezintă titlul desenului. Aceste operații se repetă pînă cînd se trasează cele N grafice. În încheiere, programul apelează la rutina ce semnalează sfîrșitul trasării. Se prezintă în continuare schema logică a programului OSIT (fig. 9).

3. Descrierea programului OSIT

Programul poate calcula și trasa grafic caracteristica mecanică a motorului asincron $n = f(M)$, pornind de la oscilogramele cuplului și turației funcție de timp, obținute pe cale experimentală. În funcție de cum i se dă unui parametru IT, valorile 0,1 sau 2, programul poate trasa numai graficul caracteristicii mecanice, utilizînd valorile acesteia, obținute experimental (citite din oscilogramele cuplului și turației ca funcții de timp), sau poate calcula și trasa grafic caracteristica mecanică obținută prin calcul sau poate trasa pe același grafic caracteristica mecanică, obținută experimental și calculată prin program.

În toate situațiile se citesc din program mai întîi numărul de oscilograme obținute experimental pentru un același motor și numărul de poli ai motorului respectiv, după care se citesc toate datele referitoare la condițiile în care a fost obținută experimental fiecare oscilogramă: tensiune, frecvență, etalonul pentru cuplu, în μm, etalonul pentru cuplu, în cm, etalonul pentru turație, în rot/min, etalonul pentru turație în cm, turația și cuplul critic. Acestea iau valori diferite de zero numai cînd au fost trasate grafic anterior oscilogramele experimentale (caracteristica mecanică experimentală). Se citește apoi numele axelor de coordonate ale graficului, indicatorul IT care spune ce tip de grafic se face, după care se citește indicatorul IC care spune dacă pentru $IT=1$ se trasează graficul caracteristicii mecanice atunci cînd variază tensiunea iar frecvența rămîne constantă sau cînd variază frecvența iar tensiunea rămîne constantă. În cazul $IT=1$, valoarea lui IC poate fi oricare. În continuare, se citesc tensiunea și frecvența corespunzătoare caracteristicii al cărei grafic urmează să fie trasat, valoarea minimă a cuplului, pasul de variație a acesteia și un indicator care spune că pentru caracteristica obținută prin calcul se trasează o singură curbă sau mai multe, corespunzător variației tensiunii și frecvenței. În continuare, programul caută în etalonul ale cărei oscilograme, obținute experimental, se încadrează caracteristica al cărui grafic trebuie trasat. Tot în această parte a programului se fixează coordonatele originii sistemului de axe ale graficului, se trasează și se marchează axele și se scrie numele oscilogramei. Dacă se trasează graficul caracteristicii experimentale, se citesc în continuare numărul de puncte ce se unesc prin segmente de dreaptă, coordonatele acestor puncte după care se citesc numărul de puncte care se unesc prin curbe și coordonatele acestora. Pentru calculul caracteristicii mecanice se pornește de la formula [4, 5, 6]:

$$M = \frac{2M_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{[s]}}, \tag{1}$$

unde: M_m este cuplul critic, iar s_m – alunecarea critică.

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}, \tag{2}$$

unde: n_1 este turația de sincronism care se calculează cu relația:

$$n_1 = \frac{f}{p}, \tag{3}$$

în care: f este frecvența, iar p — numărul de perechi de poli ai mașinii.

Din relația (2) se mai obține:

$$n_2 = (1 - s)\, n_1, \tag{4}$$

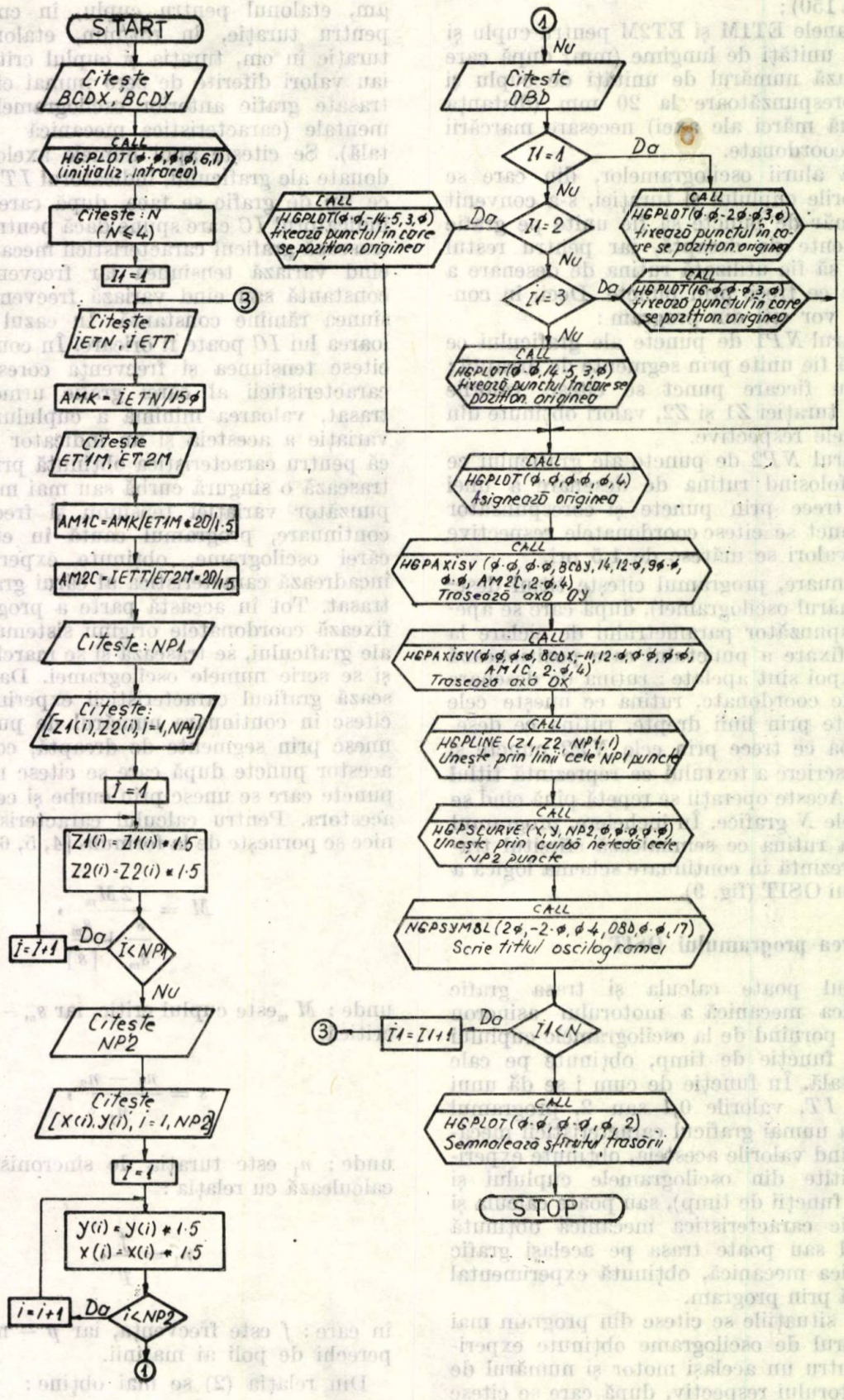


Fig. 9. Schema logică a programului OSIC.

iar din formula lui Closs :

$$Ms^2 - 2M_m s\, s_m + Ms_m^2 = 0, \tag{5}$$

de unde :

$$s_{1,2} = \frac{M_m s_m \pm s_m \sqrt{M_2^m - M^2}}{M}, \tag{6}$$

sau :

$$n_{1,2} = \frac{n_1 (M - M_m s_m) \pm n_1 s_m \sqrt{M_m^2 - M^2}}{M}, \tag{7}$$

care reprezintă formula de calcul a turației în funcție de cuplu.

Se observă că în formula (7) apar s_m și M_m, care se determină astfel :

$$s_m = \frac{c\, R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}}, \tag{8}$$

valoare constantă în raport cu tensiunea și frecvența pentru același motor; valoarea lui M_m rezultînd din relația :

$$M_m = \frac{3\, U_1^2}{2\, c_1 \omega \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + cX'_{\sigma 2})^2}\right]} = \frac{u_1^2}{A_1 n_1}, \tag{9}$$

cu A_1 constant pentru un același motor.

Cu ajutorul relației (2) și a valorii n_m a lui n_2 se obține alunecarea critică s_m. Din relația (9) se deduce A_1.

Cu A_1 și s_m astfel obținuți și pentru diverse valori ale lui M, obținute pornind de la valoarea minimă a cuplului, prin adăugarea pasului, se calculează valorile corespunzătoare ale turației, conform relației (7). Cu ajutorul subprogramelor se elimină punctele obținute cu turații negative, se ordonează crescător, corespunzător valorilor turației, se face corespondența dintre unități de cuplu și turație și unitățile de lungime necesare trasării graficului și se trasează graficul funcției $n = f(M)$. Dacă indicatorul $IT = 1$ sau $IT = 2$ se verifică dacă $FIN = 0$, în care caz se citesc noi tensiuni sau frecvențe, corespunzător valorii lui IC. În continuare se verifică dacă curba dorită se mai încadrează în alte etaloane, pentru care caz se trasează noi grafice.

În paralel cu caracteristicile mecanice ridicate prin metoda dinamică, cu ajutorul calculatorului electronic, respectiv curbele notate cu literele *a* și *b* din figurile 5—8, au fost trasate și caracteristicile mecanice clasice cu ajutorul dinamofrinei, prin metoda punct cu punct pentru diferite valori ale tensiunii și frecvenței.

Tabelul 2 conține rezultatele experimentale pentru patru dintre caracteristicile mecanice ridicate cu ajutorul dinamofrinei. Aceste valori au fost reprezentate în figurile 5—8, prin curbele notate cu litera *c*, curbe care reprezintă caracteristicile mecanice statice.

Tabelul 2

Caracteristici mecanice ridicate punct cu punct cu ajutorul dinamofrinei

$U = 308$ V, $f = 45$ Hz										
M (kgfm)	2,2	2,2	2,1	2,05	2,32	1,98	2	2,1	2,2	
n (rot/m)	0	87	146	285	260	400	560	680	770	
	2,28	2,4	2,63	2,76	3,03	3,2	3,21	2,95	2,22	
	870	1060	1280	1420	1600	1930	2000	2180	2380	
$U = 308$ V $f = 45$ Hz										
M [kgfm]	0,93	0,5								
n [rot/m]	2550	2580								
$U = 342$ V, $f = 45$ Hz										
M [kgfm]	3,21	3,14	3,1	3,97	3,07	2,95	3	3,2	3,35	
n [rot/m]	0	60	160	260	305	456	580	745	930	
	3,6	3,9	4,1	4,25	4,38	4,3	3,95	3,35	2,5	
	1120	1350	1580	1700	1800	1950	2150	2325	2450	
	1,1	0,6								
	2600	2650								
$U = 190$ V, $f = 25$ Hz										
M [kgfm]	3,38	3,3	3,3	3,48	3,72	3,9	3,78	2,95	1,35	
n [rot/m]	0	70	255	460	630	820	1060	1270	1420	
	0,65	4,02	4,02							
	1480	960	925							
$U = 134,5$ V, $f = 25$ Hz										
M [kgfm]	1,38	1,35	1,25	1,25	1,28	1,4	1,5	1,55	1,56	
n [rot/m]	0	63	210	300	375	550	740	860	1025	
	1,48	1,3	0,84	0,5						
	1180	1270	1390	1440						

4. Concluzii

1. Caracteristica mecanică dinamică a motorului asincron trifazat este mai completă decît cea a regimului staționar, deoarece prezintă și fenomenul tranzitoriu, ce trebuie avut în vedere, atît calitativ cît și cantitativ, atunci cînd se examinează performanțele și funcționarea motorului în exploatare.

2. Comparînd cele trei categorii de caracteristici mecanice, obținute prin metodele menționate :

a — oscilografiere în regim dinamic.

b — calcul electronic în regim dinamic.

c — ridicare punct cu punct în regim staţionar, se poate constata că diferenţa între curbele *a* şi *b* este minimă, iar faţă de curbele *c*, eroarea se află în limite admisibile. Deci metoda dinamică de ridicare a caracteristicii mecanice este exactă şi rapidă.

3. Ridicarea caracteristicii mecanice dinamice a motorului asincron a necesitat realizarea instalaţiei electrice adecvate asistată de un calculator electronic pentru care au fost întocmite programele descrise în cuprinsul lucrării.

Bibliografie

[1] *Babuţia, I.* şi *Oprendeck, B.* Determinarea în condiţii uzinale a caracteristicii mecanice la maşinile asincrone. (Din experienţa uzinei „Electromotor"-Timişoara). MICM–ODPT Bucureşti 1970.

[2] *Pascu, V., Iacob, D.* O Metodă modernă de ridicare a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone trifazate. A XII-a Sesiune jubiliară de comunicări tehnico-ştiinţifice a ICPE-Bucureşti.

[3] *Mereanu, A.* Contribuţii privind optimizarea acţionărilor electrice cu motoare asincrone. Institutul politehnic-Iaşi, 1976.

[4] *Boţan, V.N.* Reglarea vitezei sistemelor de acţionare electrică. Bucureşti, Ed. tehnică, 1974.

[5] *Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice. Vol. III. Maşini asincrone, Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1971.

[6] *Richter, R.* Maşini electrice. Vol. IV. Maşini asincrone. Bucureşti, Ed. tehnică, 1960.

CZ 621.391 :621.3.012.8

SURSE DE INFORMAŢII
MEMORII ASOCIATIVE
CIRCUITE INTEGRATE

Elemente structurale asociative pentru recunoaşterea şi evocarea relaţiilor de vecinătate în spaţiu şi timp existente în structura unei surse de informaţie

MILEA LUCIAN * — BUCUREŞTI

Introducere

Realizarea sistemelor tehnice cu inteligenţă artificială implică şi rezolvarea problemei memorării inteligente, care să asigure acestor sisteme posibilitatea reprezentării în memoria lor a mediului extern cu care interacţionează [1, 2, 3, 4].

Mediul exterior unui sistem este alcătuit din obiecte de naturi şi cu proprietăţi diverse, între care există anumite relaţii funcţionale şi de vecinătate spaţio-temporală.

Reprezentarea mediului exterior în memoria sistemului cu inteligenţă artificială se poate realiza prin recunoaşterea şi memorarea obiectelor mediului şi a relaţiilor dintre aceste obiecte,fapt ce va permite evocarea ulterioară a acestora, în vederea realizării funcţiilor specifice sistemului [4].

Operaţiile de recunoaştere şi evocare pot fi realizate de elemente structurale de tip asociativ [4]. În acest sens, lucrarea de faţă propune două tipuri de elemente structurale de tip asociativ, care au proprietatea de a recunoaşte şi evoca relaţiile de vecinătate spaţio-temporale, existente între oricare două obiecte ale mediului exterior unui sistem tehnic.

Construirea celor două elemente asociative are la bază observaţiile făcute în [1,5], privind necesitatea memorării unor invarianţi ai informaţiei în procesul prelucrării şi organizării ei inteligente în structurile memoriei.

* Regionala de căi ferate — Bucureşti

1. Caracterizarea unei surse de informaţie

Deoarece în interacţiunea sistem — mediu exterior are loc un schimb reciproc de informaţii, se poate considera mediul ca fiind o sursă de informaţie pentru un sistem cu inteligenţă artificială.

Mulţimea obiectelor componente ale mediului reprezintă conţinutul sursei de informaţie, iar mulţimea conexiunilor dintre aceste obiecte — structura sursei [6]. Conexiunile dintre obiectele sursei de informaţie sînt determinate de relaţiile funcţionale şi de vecinătate, specifice fiecărei surse de informaţie.

O sursă de informaţie este, astfel, o mulţime de obiecte dispuse în spaţiu şi timp şi de relaţii între aceste obiecte, adică 9-uplul :

$$S_I = (O, C_S, V_S, C_T, V_T, F_S, R_S, F_T, R_T), \quad (1)$$

unde :

$O = \{O_i\}$ $\overline{i = 1, m}$ este o mulţime oarecare de obiecte ;

$C_s = \{(x_i, y_i, z_i)\}$ — mulţimea vectorilor de poziţie în spaţiul E^3 a obiectelor o_i ;

$V_s = \{-N, \ldots, -1, 0, 1 \ldots N\}$ — mulţimea valorilor coordonatelor x, y, z ; (2)

$C_T = \{t_i\}$ $i = \overline{1, m}$ — mulțimea pozițiilor obiectelor o_i, pe axa timp;

$V_T = \{1, \ldots, T\}$ — mulțimea valorilor coordonatei t_i;

$F_s : O \times C_T \to C_s$ — funcția care stabilește poziția obiectelor o_i la momentele t_i în spațiul E^3;

$R_s = \{r_{ij}^{l,p,q}\}$; $i, j = \overline{1, m}$; $l,p,q \in \{-1,0,1\}$ — mulțimea relațiilor de vecinătate a două obiecte o_i, o_j în spațiul E^3;

$F_T : O \times C_T \to \{1\}$ — funcția de semnalizare a prezenței obiectelor o_i la momentele t_i pe axa timp;

$R_T = \{r_{ij}^k\}$ $i, j = \overline{1, m}$; $k \in \{0,1,2\}$ — mulțimea relațiilor de vecinătate a două obiecte o_i, o_j pe axa timp.

2. Relații de vecinătate în spațiul E^3 între două obiecte ale sursei S_I

Două obiecte oarecare o_i, $o_j \in S_I$, $i, j = \overline{1, m}$ pot ocupa poziții în interiorul unui cub (fig. 1) cu centrul de coordonate (O, O, O) și cu vîrfurile de coordonate în mulțimea $\{-N, N\}$, pozițiile acestor obiecte fiind date prin vectorii corespunzători (x, y, z) cu valori în V_s (2).

Perechii de obiecte (o_i, o_j) i se atașază vectorii α_{ij}, θ_{ij} și relația $r_{ij}^{l,p,q}$ de vecinătate a lor în spațiu, care este adevărată dacă:

$$o_i \, r_{ij}^{l,p,q} \, o_j = 1, \; l, p, q \in \{-1, 0, 1\} \; i, j = \overline{1, m}. \tag{3}$$

Vectorii α_{ij}, θ_{ij} și indicii l, p, q, se calculează astfel:

$$\alpha_{ij} = O_j + O_i; \quad \theta_{ij} = O_j - O_i; \quad O_i O_j \in C_s: \quad i j = \overline{1, m} \tag{4}$$

$$\alpha_{ij} = (\alpha_{ij}^x, \alpha_{ij}^y, \gamma_{ij}^z), \quad \theta_{ij} = (\theta_{ij}^x, \theta_{ij}^y, \theta_{ij}^z) \tag{5}$$

$$l, p, q = \begin{cases} -1, \text{ dacă } \theta_{ij}^x, \theta_{ij}^y, \theta_{ij}^z \in [-N, -1] \\ 0, \text{ dacă } \theta_{ij}^x, \theta_{ij}^y, \theta_{ij}^z = 0 \\ 1, \text{ dacă } \theta_{ij}^x, \theta_{ij}^y, \theta_{ij}^z \in [1, N], \end{cases} \tag{6}$$

$$\text{unde: } l \to \theta_{ij}^x, \; p \to \theta_{ij}^y, \; q \to \theta_{ij}^z. \tag{7}$$

Fie cazul particular în care vîrfurile cubului din figura 1 au coordonatele în mulțimea $\{-1, 1\}$, cînd obiectul O_i se află în centrul cubului de coordonate $(0, 0, 0)$ și obiectul C_j ocupă pozițiile notate pe figură, cu coordonate în mulțimea $\{-1, 0, 1\}$. Este evident că relația de vecinătate a celor două obiecte este caracterizată tocmai de vectorul de poziție în spațiu al obiectului O_j.

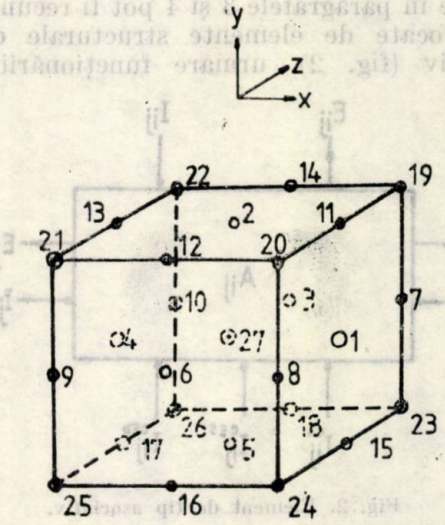


Fig. 1. Pozițiile obiectivelor O_i, O_j în spațiul E^3.

De exemplu:

$r_{ij}^{1,0,0}$ = „o_j (poziția 1) la dreapta lui oj".

$r_{ij}^{0,1,0}$ = „o_j (poziția 2) deasupra lui o_i",

$r_{ij}^{0,0,1}$ = „oj (poziția 3) în fața lui o_i".

3. Relații de vecinătate în timp între două obiecte ale sursei S_I

Fiecare obiect $o_i \in S_I$, $i = \overline{1, m}$ ocupă poziția t_i pe axa timp, unde t_i ia valori din mulțimea V_T (2).

Unei perechi oarecare de obiecte (o_i, o_j) i se atașază parametrul T_{ij} unde:

$$T_{ij} = t_i - t_j \quad i, j = \overline{1, m} \tag{8}$$

și, corespunzător, relația r_{ij}^k de vecinătate în timp, care este adevărată dacă:

$$o_i \, r_{ij}^k \, o_j = 1, \; k \in \{0, 1, 2\}; \; i, j = \overline{1, m}. \tag{9}$$

În funcție de valoarea particulară a parametrului T_{ij} indicele k va primi valorile:

$$k = \begin{cases} 0, \text{ dacă } T_{ij} = 0 \\ 1, \text{ dacă } T_{ij} < 0 \\ 2, \text{ dacă } T_{ij} > 0. \end{cases} \tag{10}$$

Rezultă, astfel, următoarele trei relații de vecinătate în timp între cele două obiecte o_i, o_j:

r_{ij}^0 = „o_i este simultan cu o_j",

r_{ij}^1 = „o_i este anterior față de o_j",

r_{ij}^2 = „o_i este ulterior față de o_j".

4. Recunoașterea și evocarea — operații specifice elementului asociativ

Relațiile de vecinătate în spațiu S și timp T definite în paragrafele 3 și 4 pot fi recunoscute sau evocate de elemente structurale de tip asociativ (fig. 2), urmare funcționării lor

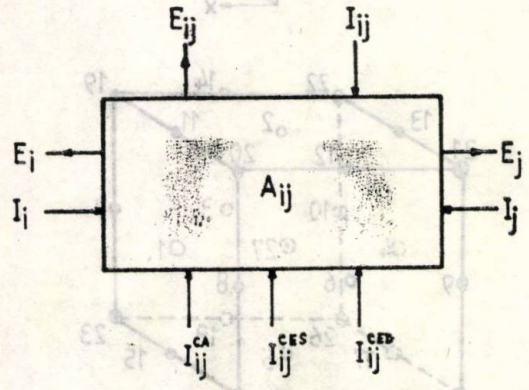


Fig. 2. Element de tip asociativ.

într-unul din următoarele regimuri de lucru [4]:

a — de recunoaștere a relației existente între două obiecte o_i, o_j ale sursei S_I. Relației recunoscute i se atașază un semnal logic 1, iar operația se va numi și de asociere A.

Obiectele o_i, o_j sînt semnale de intrare, iar relația recunoscută este semnal de ieșire pentru elementul asociativ.

b — de evocare a unui obiect al relației recunoscute anterior în prezența celuilalt obiect al relației. Operația se va numi evocare simplă E.S. În această situație obiectul care cere evocarea și relația recunoscută sînt semnale de intrare, obiectul evocat fiind semnal de ieșire;

c — de evocare a celor două obiecte ale relației recunoscute anterior, operație numită evocare dublă $E.D.$ Acum relația recunoscută este semnal de intrare, iar cele două obiecte evocate sînt semnale de ieșire.

Elementul asociativ prezentat în figura 2 are trei tipuri de borne:

a — pentru comanda regimurilor de lucru (I_{ij}^{CA}, I_{ij}^{CES}, I_{ij}^{CED}),

b — pentru schimb de informații cu sursa S_I (I_i, I_j, E_i, E_j),

c — pentru schimb de informații cu o memorie a relațiilor recunoscute (E_{ij}, I_{ij}).

5. Structura elementelor asociative pentru relații de vecinătate în spațiu și timp

Schemele-bloc ale celor două tipuri de elemente asociative sînt prezentate în figurile 3 și 4. Regimurile de funcționare sînt comandate prin semnal logic 1, prezent la una din bornele I_{ij}^{CA}, I_{ij}^{CES}, I_{ij}^{CED}.

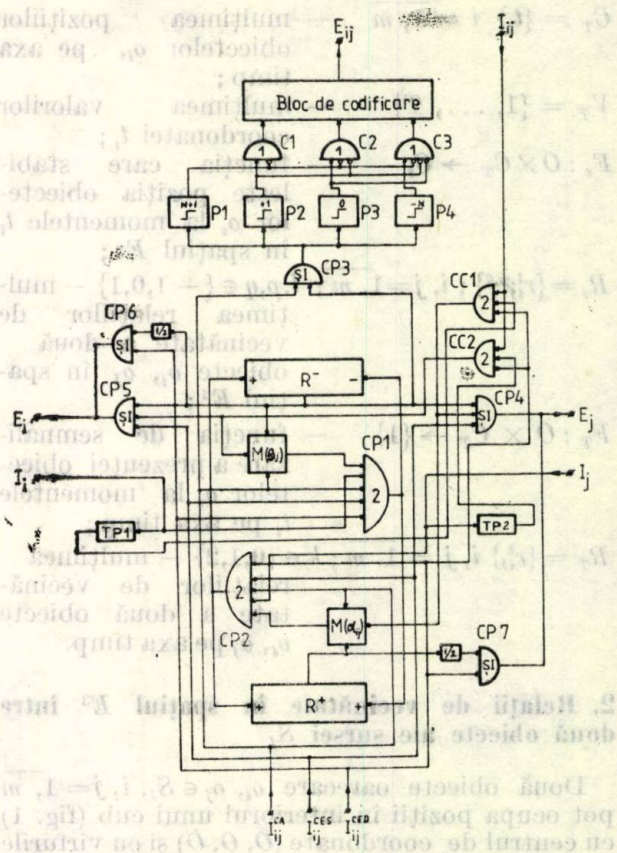


Fig. 3. Element asociativ pentru relații de vecinătate în spațiu.

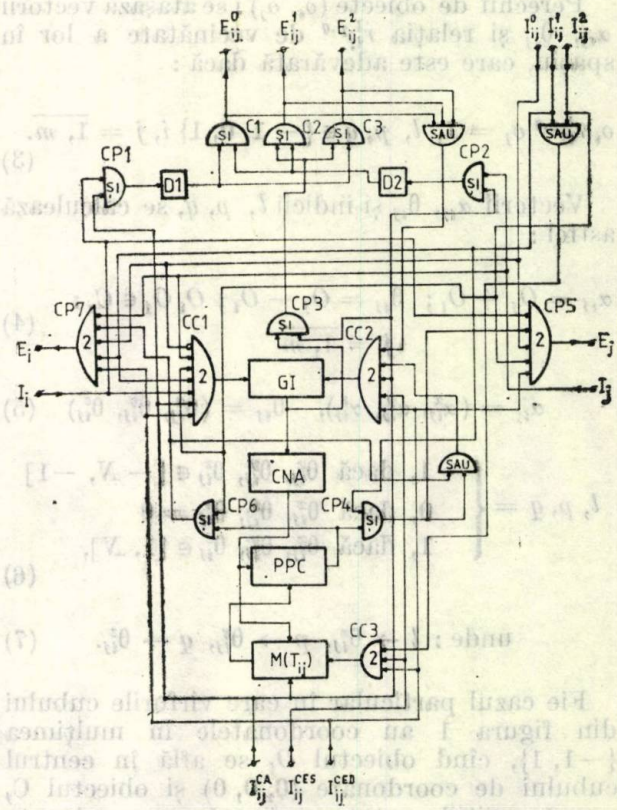


Fig. 4. Element asociativ pentru relații de vecinătate în timp.

Elementul asociativ pentru relații de vecinătate în spațiu (fig. 3)

În regimul de asociere la intrările I_i, I_j sînt prezente obiectele o_i, o_j prin vectorii respectivi de poziție în spațiu, rezultînd la ieșirea E_{ij} un semnal logic 1 atașat relației de vecinătate recunoscută (3).

În regimul de evocare simplă la una din intrările I_i, I_j este prezent obiectul care cere evocarea, iar la borna I_{ij}, este prezent un semnal logic 1 care corespunde relației de vecinătate recunoscută anterior. La una din bornele de ieșire E_j, E_i rezultă obiectul evocat prin vectorul corespunzător de poziție în spațiu.

În regimul de evocare dublă evocarea este cerută de relația recunoscută anterior, prezentă prin semnal logic 1 la intrarea I_{ij}, rezultînd la bornele E_i, E_j vectorii de poziție în spațiu ai obiectelor asociate anterior.

Registrele R^+ și R^- calculează vectorii α_{ij}, θ_{ij} (4), în regimul de asociere vectorii:

$$O_j = \alpha_{ij} - O_i \text{ sau } O_i = O_j - \theta_{ij}, \quad (11)$$

în regimul de evocare simplă și vectorii:

$$O_i = \frac{1}{2}(\alpha_{ij} - \theta_{ij}); \quad O_j = \frac{1}{2}(\alpha_{ij} + \theta_{ij}), \quad (12)$$

în regimul de evocare dublă.

Blocurile de memoriile $M(\alpha_{ij})$, $M(\theta_{ij})$ păstrează vectorii calculați în regimul de asociere pentru a fi utilizați în regimurile de evocare.

Circuitele poartă cu prag logic CP 1, $CP.2$ dirijează spre registrele de calcul mărimile utilizate la fiecare regim de lucru.

Circuitele cu prag $P_1 \ldots P_4$ și cele cu prag logic $C_1 \ldots C_3$ (care au atît intrări de comandă cît și intrări de blocare), calculează valorile indicilor $1.\ p, q(6)$ în regimul de asociere, urmare primirii vectorului θ_{ij} prin $CP.3$.

Blocul de codificare atașază tripletului $(1, p, q)$ o valoare logică 1 la ieșirea E_{ij} corespunzător relației recunoscute.

Circuitele de comandă $CC.1$, $CC.2$ comandă citirea vectorilor α_{ij}, θ_{ij} din blocurile de memorie în regimurile de evocare, în funcție de obiectele care cer evocarea, prin traductoarele de prezență $TP.1$ sau $TP.2$ și urmare comenzii primite de la I_{ij}.

Circuitele poartă $CP.4$, $CP.5$, $CP.6$, $CP.7$ dirijează obiectele evocate spre bornele de ieșire E_i, E_j. În regimul de evocare dublă valorile calculate în cele două registre sînt multiplicate cu 1/2.

Elementul asociativ pentru relații de vecinătate în timp (fig. 4).

Situația la bornele de intrare și ieșire în cele trei regimuri de lucru este aceeași ca la elementul pentru relații de vecinătate în spațiu, cu deosebirea că obiectele o_i, o_j sînt date prin semnale logice 1, atașate lor prin funcția F_T (2).

Generatorul de impulsuri GI măsoară timpul T_{ij} scurs între momentele apariției obiectelor o_i și o_j la bornele de intrare I_i, I_j în regimul de asociere, timpul scurs între momentul apariției obiectului care cere evocarea și momentul evocării celui de-al doilea obiect în evocarea simplă și timpul scurs între momentele evocării celor două obiecte în evocarea dublă.

Circuitele poartă $CP.1$, $CP.2$, circuitele de derivare $D.1$, $D.2$ și circuitul de coincidență $C.1$ recunosc relația de simultaneitate a celor două obiecte.

Circuitele de coincidență $C.2$, $C.3$ recunosc celelalte două relații de vecinătate, prin sesizarea coincidenței semnalului de la GI și a celui de la o bornă de intrare I_i, I_j.

Circuitul de comandă $CC.1$ pornește generatorul GI la începutul procesului de asociere sau a celui de evocare, urmare apariției primului obiect la o bornă de intrare, iar circuitul de comandă $CC.2$ oprește generatorul GI la sfîrșitul asocierii sau evocării.

Circuitul poartă $CP.3$ permite trecerea impulsurilor de la GI în regimul de asociere spre circuitele de coincidență.

Convertorul numeric — analogic CNA transformă secvența de impulsuri de la GI în semnal continuu, care corespunde tocmai parametrului T_{ij}.

Blocul de memorie $M(T_{ij})$ păstrează valoarea T_{ij}, măsurată în regimul de asociere (8) pentru a fi utilizată în regimurile de evocare.

Circuitul $CC.3$ comandă citirea valorii T_{ij} din blocul de memorie în regimurile de evocare.

Poarta cu prag comandat PPC, care primește pentru prag valoarea T_{ij} de la blocul de memorie, transmite la ieșire un semnal logic 1 corespunzător obiectului evocat după un timp T_{ij} de funcționare a generatorului GI de la momentul cererii evocării.

Circuitele poartă $CP.4$, $CP.5$, $CP.6$, $CP.7$ dirijează obiectele evocate spre bornele de ieșire E_i, E_j.

Evocarea relației de simultaneitate are loc direct prin porțile $CP.5$, $CP.7$, fără pornirea generatorului GI blocat prin $CC.1$ de semnalul 1 de la I^0_{ij}.

Circuitul $CC.2$ primește comenzile de oprire a generatorului GI prin circuitele SAU la sfîrșitul proceselor de asociere sau evocare.

6. Concluzii

Lucrarea de față este rezultatul unor cercetări teoretice ale autorului pentru realizarea unor elemente asociative destinate memoriilor semantice ale sistemelor tehnice cu inteligență artificială.

Utilizarea în structura elementelor asociative prezentate a circuitelor poartă cu intrări mul-

tiple și cu logică de prag [7] a permis ca aproximativ aceeași structură să funcționeze în trei regimuri distincte de lucru.

În același timp, memorarea parametrilor α_{ij}, θ_{ij}, T_{ij} permite ca prin evocare să se refacă pozițiile obiectelor în spațiu și succesiunea apariției lor în timp.

În literatura de specialitate sînt prezentate diverse modele de memorii asociative. Astfel K. Fuzkushima sau H. Wigström au realizat memorii asociative prin introducerea unor reacții ponderate adaptive între ieșirile și intrările unor elemente de tip neuronal, dispuse în rețele matriceale. Alte memorii asociative, realizate sub forma unei matrice, păstrează înmagazinată valoarea produsului mărimilor care se asociază [G. Palm 9], sau valoarea funcției de corelație a celor două mărimi asociate [D. Gabor, 10]. S. Bottini [11], construiește un model de memorie asociativă distribuită, utilizînd tot principiul corelației mărimilor asociate.

I. P. Kuznețov [4], prezintă două tipuri de elemente asociative construite cu elemente logice și de întîrziere, introducînd în plus și regimul de evocare dublă. Elementele asociative Kuznețov lucrează cu semnale logice 1, recunoscînd apariția lor simultană sau decalată în timp cu o durată fixată. Într-o lucrare recentă [12] T. Kohonen face o analiză sistemică a principalelor tipuri de memorii asociative cunoscute.

Elementele asociative prezentate în lucrarea de față, deși utilizează cele trei regimuri de lucru introduse de Kuznețov, au o structură diferită de cea a modelului Kuznețov și de a celorlalte modele de memorii asociative cunoscute pînă în prezent, fiind destinate recunoașterii și evocării unei clase concrete de relații existente în structura unei surse de informație.

Utilizarea tehnologiei circuitelor integrate ar putea fi o soluție pentru realizarea fizică a elementelor asociative prezentate, ceea ce ar deschide noi posibilități de realizare în practică a inteligenței artificiale.

Bibliografie

[1] *Beliș, M.* Mecanismele inteligenței. București, Editura științifică și enciclopedică, 1978, p. 90—96.

[2] *Georgescu, I.* Inteligența artificială. Stadiu și perspective. În: Viitorul electronicii și informaticii, București, Editura Academiei R.S.R., 1979, p. 178—190.

[3] *Drăgănescu, M.* Roboți cu inteligență artificială. În: A doua revoluție industrială. Microelectronica, automatica, informatica — factori determinanți, București, Editura tehnică, 1980, p. 225—241.

[4] *Kuznețov, I.P.* Kiberneticeskie dialogovîe sistemî. Moskva, Izd. Nauka, 1976, p. 25—78.

[5] *Vekker, L.M.* Psihiceskie proțesî. Leningrad, Izd. Leningradskovo Universiteta, 1976, p. 109—136.

[6] *Grenander, U.* Lekții po teorii obrazov. 1. Sintez obrazov, Moskva, Izd. Mir, 1979, p. 26—33.

[7] *Minski, M.L.* Vîcislenia i avtomatî, Moskva, Izd. Mir, 1971, p. 50—55.

[8] *Teodorescu, D.*, Ingineria biosistemelor. Timișoara, Editura Facla, 1978, p. 158—163.

[9] *Palm, G.*, On Associative Memory, în: Biological Cybernetics, **vol. 36**, nr. 1, 1980, p. 19—33.

[10] *Gabor, D.* Associative Holographic Memories. În: IBM-Journal of research and development, **vol. 13** nr. 2, martie 1969, p. 156—160.

[11] *Bottini, S.* An algebraic model of an associative noise-like coding memory. În: Biological Cybernetics, **vol. 36**, nr. 4, 1980, p. 221—228.

[12] *Kohonen, T.* Associative memory. A system theoretical approach. Berlin, Springer-Verlag, 1977.

CZ 621.318.4 :621.318.73

BOBINE DE INDUCTANȚĂ
ACȚIONĂRI CU CONVERTIZOARE

Alegerea optimă a solicitărilor specifice B și J și determinarea dimensiunilor geometrice optime la inductanțele de curent continuu în vederea realizării minimului de volum efectiv

TITUS BURCEA, CODRUȚ CHIVULESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

În ultimul timp, datorită răspîndirii acționărilor moderne de curent continuu, care folosesc mutatoare cu redresoare comandate (tiristoare, ignitroane, tiratroane), bobinele cu miez de fier, care prezintă o inductanță mare într-un volum relativ redus, au obținut o largă utilizare fie ca impedanțe de limitare a curentului de circulație dintre cele două convertizoare montate în antiparalel (corespunzător celor 2 sensuri de mers ale motorului) [1], fie ca impedanțe de filtrare [2].

Prin metodele expuse în acest articol, care cuprind atît calculul circuitului magnetic, cît și calculul termic, se poate face o alegere optimă a solicitărilor specifice inducția magnetică B și densitatea de curent J și se pot determina dimensiunile geometrice optime ale bobinelor

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru automatizări, tehnică de calcul și telecomunicații — IPA TC T — București.

cu miez de Fe în vederea realizării minimului de volum efectiv, proiectarea reducîndu-se de fapt la o simplă aplicaţie numerică.

1. Cerinţele care se impun bobinelor de curent continuu

1.1. *Caracteristici tehnice funcţionale*

Caracteristicile tehnice funcţionale ale unei bobine de c.c. sînt reprezentate de simbolurile L_n, I_n, I_T şi temperatura mediului ambiant în care trebuie să funcţioneze τ_a.

1.2. *Caracteristici constructive*

Bobinele studiate, lucrînd la curenţi mari (uneori de ordinul zecilor sau chiar sutelor de amperi) şi cerîndu-li-se să prezinte inductanţe relativ mari (de ordinul zecilor sau chiar unităţilor de Henry), fără însă a ocupa un volum prea mare, vor trebui constituite ca bobine cu miez de fier şi întrefier în una din cele două variante clasice cunoscute: în manta (fig. 1) sau cu coloane (fig. 2).

Un criteriu de dimensionare optimă care prezintă interes este criteriul minimului de volum efectiv, care poate fi considerat în acelaşi timp, cu o bună aproximaţie (avînd în vedere că densitatea echivalentă a bobinajului de cupru este aproximativ egală cu cea a fierului) şi ca un criteriu al minimului de greutate.

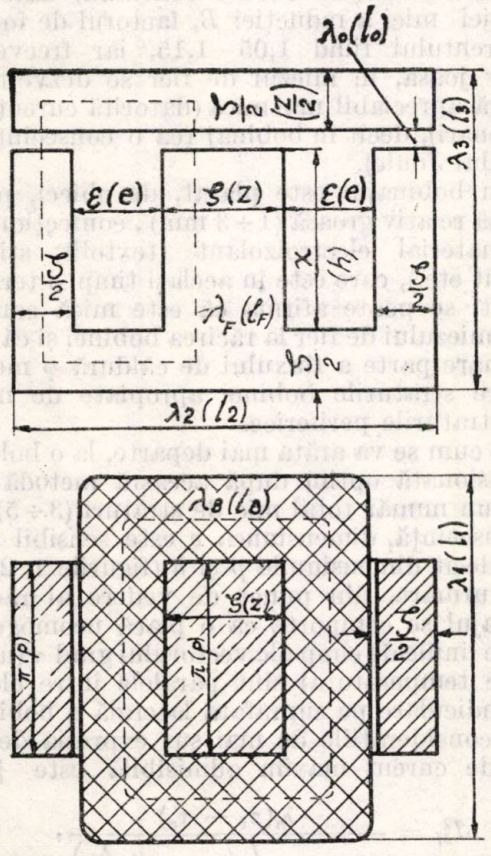


Fig. 1. Tola şi secţiune transversală prin bobina construită în manta.

Volumul efectiv al bobinei V_E, care conform acestui criteriu trebuie să fie minim, este dat de suma dintre volumul bobinajului V_B şi volumul

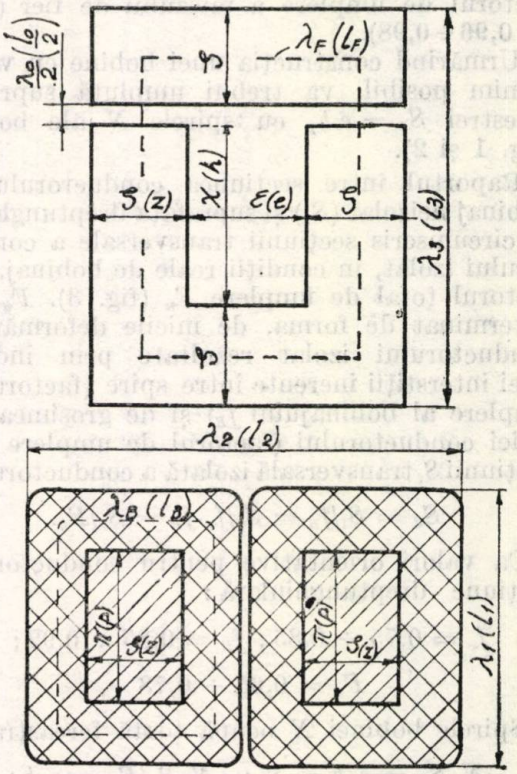


Fig. 2. Tola şi secţiune transversală prin bobina construită cu coloane.

fierului V_F, fiecare din acestea fiind exprimat la rîndul său, pentru fiecare variantă constructivă, ca funcţie de dimensinile geometrice de bază p, z, e, h care rezultă din figurile 1 şi 2.

Aşadar, pentru construcţia în manta (indice a)

$$V_{Ea} = V_{Ba} + V_{Fa} = 2\,eh\,(2e + p + z) + \\ + 2\,p\cdot z\,(e + h + z), \tag{1}$$

pentru construcţia cu coloane (indice d):

$$V_{Ed} = V_{Bd} + V_{Fd} = 2\,e\,h\,(p + z + \\ + e) + 2\,p\cdot z\,(e + h + 2z). \tag{2}$$

2. Relaţii de funcţionare şi dimensionare optimă ale bobinelor

2.1. *Legătura dintre inductanţa L, solicitările specifice J (densitatea de curent) şi B (inducţia magnetică) şi dimensiunile geometrice p, z. e, h.*

2.1.1. *Definiţia exactă a inductanţei L*, valabilă pentru orice punct al curbei de magnetizare deci atît în cazul fierului nesaturat cît şi saturat este [3], [4]: $L = N\cdot S'_F\cdot(\mathrm{d}B/\mathrm{d}i)$. unde N este numărul total de spire ale bobinei, B este inducţia magnetică:

$$S'_F = S_F\cdot f_F = p\cdot z\cdot f_F,$$

este suprafaţa transversală efectivă (utilă) a miezului de fier, perpendiculară pe direcţia liniilor de cîmp ale inducţiei magnetice; f_F este factorul de umplere a miezului de fier ($f_F = 0{,}96 \div 0{,}98$).

Urmărind construcţia unei bobine cu volum minim posibil, va trebui umplută suprafaţa ferestrei $S_f = e.h$, cu spirele N ale bobinei (fig. 1 şi 2).

Raportul între secţiunea conductorului de bobinaj neizolat (S_c) şi suprafaţa dreptunghiului S_d circumscris secţiunii transversale a conductorului izolat, în condiţii reale de bobinaj, este factorul total de umplere F_u (fig. 3). F_u este determinat de forma, de micile deformări ale conductorului izolat rezultate prin îndoire, mici interstiţii inerente între spire (factorul de umplere al bobinajului f_B) şi de grosimea izolaţiei conductorului (factorul de umplere f_c al secţiunii S_i transversală izolată a conductorului).

$$S_d = S_i/f_B = S_c/f_c \cdot f_B = S_c/F_u.$$

Ca valori orientative pentru conductori cu secţiune dreptunghiulară:

$$f_c = 0{,}75 \div 0{,}85\,; \quad f_B = 0{,}85 \div 0{,}92\,; \quad F_u = 0{,}65 \div 0{,}78 \tag{3}$$

Spirele bobinei N ocupă toată fereastra S_f.

$$N \cdot S_d = e \cdot h = S_f\,; \quad N \cdot S_c/F_u = e \cdot h\,; \quad S_c = I_r/J_a\,; \quad N = e \cdot h \cdot J_a \cdot F_u/I_T, \tag{4}$$

J_a este densitatea de curent admisă (paragraf 2.1.3).

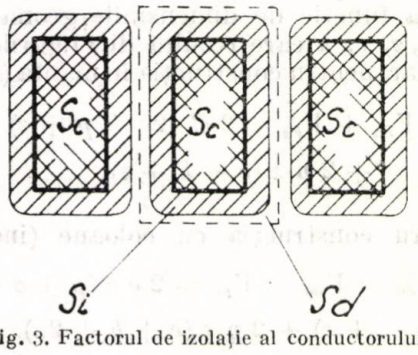


Fig. 3. Factorul de izolaţie al conductorului.

Introducînd valoarea lui N din relaţia (11) în relaţia (4) şi ţinînd seama de relaţia (5) se obţine:

$$\frac{L \cdot I_T}{F_u \cdot f_F \cdot J_a \cdot \dfrac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}i}} = p \cdot z \cdot e \cdot h = P_g. \tag{5}$$

2.1.2. *Determinarea expresiei factorului* $\dfrac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}i}$ *şi stabilirea inducţiei optime*

Pentru un număr de spire N şi pentru o lungime a circuitului magnetic l_F, corespunde o anumită lungime a întrefierului l_0 care face ca la curentul nominal I_n, tangenta $\mathrm{d}B/\mathrm{d}i$ să fie maximă [5].

Pentru acest întrefier, la solenaţie nominală, corespunde pe curba $B = f(N \cdot i)$ inducţia critică B_c pînă la care materialul magnetic nu intră în saturaţie, deci maximum $(\mathrm{d}B/\mathrm{d}i) = B_c/I_n$. Numărul de spire şi lungimea liniei medii de cîmp vor fi determinate în continuare din condiţia obţinerii minimului de volum efectiv al bobinei. Lungimea întrefierului se determină din legea circuitului magnetic [4]:

$$H_F \cdot l_F + H_0 \cdot l_0 = N \cdot I_n. \tag{6}$$

Se cunosc intensităţile cîmpului magnetic în fier H_F şi în întrefier H_0 pentru inducţia critică B_c a materialului magnetic.

Se obţine pentru expresia produsului de dimensiuni geometrice P_g din relaţia (5):

$$P_g = p \cdot z \cdot e \cdot h = \frac{L_n \cdot I_r \cdot I_n}{F_u \cdot f_F \cdot J_a \cdot B_c}. \tag{7}$$

2.1.3. *Stabilirea valorii optime a solicitării specifice* J_a.

Această densitate de curent maxim admisibilă nu depinde exclusiv de calitatea materialului respectiv a izolaţiei conductorului, ci şi de dimensiunile şi forma bobinei, factori ce determină condiţiile de răcire ale acesteia.

La o bobină de curent continuu, datorită variaţiei mici a inducţiei B, factorul de formă al curentului fiind 1,05—1,15, iar frecvenţa relativ joasă, în miezul de fier se dezvoltă o căldură apreciabil mai mică (datorită curenţilor turbionari), decît în bobinaj (ca o consecinţă a efectului Joule).

Cum bobinajul este plasat, de obicei, pe o carcasă relativ groasă ($1 \div 3$ mm), confecţionată din material electroizolant (textolit, sticlotextolit etc.), care este în acelaşi timp şi termoizolant, se poate afirma că este mică contribuţia miezului de fier la răcirea bobinei şi că cea mai mare parte a fluxului de căldură φ merge dinspre straturile bobinei apropiate de miez spre straturile periferice.

Aşa cum se va arăta mai departe, la o bobină dimensionată optim după această metodă rezultă un număr total mic de straturi ($3 \div 5$) şi, în consecinţă, dimensiunea e este sensibil mai mică decît dimensiunile p şi h (figurile 1, 2, 4).

Ca urmare, din punct de vedere al răcirii bobinajul se comportă ca o placă neomogenă, în care liniile de cîmp ale vectorului grad τ (unde τ este temperatura) sînt paralele între ele şi perpendiculare pe suprafaţa laterală a bobinei.

Cu consideraţiile de mai sus expresia densităţii de curent maxim admisibilă este [6]:

$$J_M^2 = \frac{\lambda_i(\tau_i - \tau_a)}{\rho \cdot \eta \cdot m \cdot a_i \left(m \cdot g_i + \dfrac{\lambda_i}{\alpha} \right)}, \tag{8}$$

λ_i este conductivitatea termică a izolației conductorului [Wm/m² °C];

τ_i — temperatura maximă interioară a bobinajului [°C];

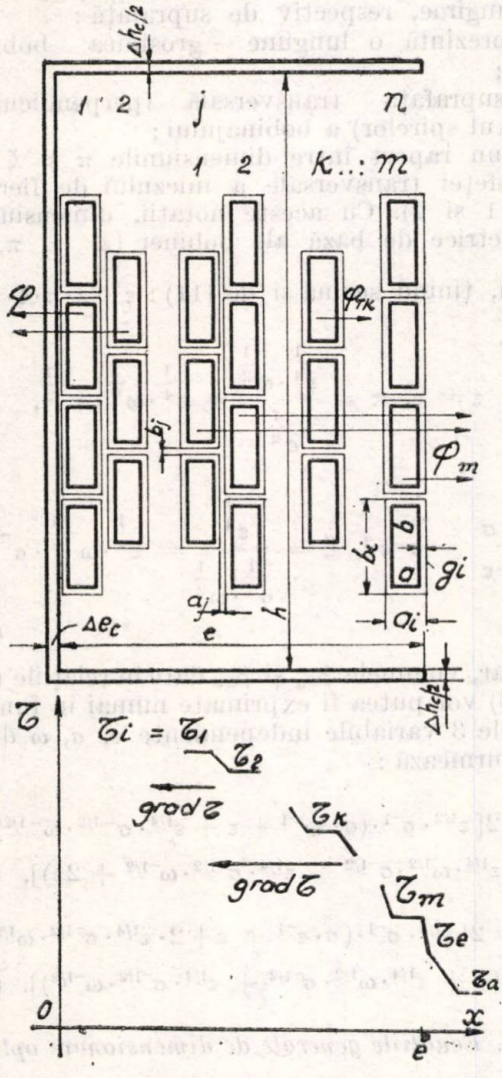


Fig. 4. Secțiune transversală prin bobinaj.

τ_a — temperatura mediului ambiant [°C];

ρ — rezistivitatea conductorului [Ω·m];

η — a/a_i (fig. 4) un număr subunitar cu atît mai mare cu cît izolația este mai subțire, față de dimensiunile secțiunii conductorului neizolat (0,8 ÷ 0,9) pentru secțiuni 10 ÷ 20 mm²);

m — numărul de straturi din punctul cel mai cald, din interior pînă la suprafața laterală exterioară a bobinei;

a_i — grosimea conductorului izolat (fig. 4);

g_i — grosimea izolației (fig. 4);

α — coeficientul de evacuare a căldurii prin convecție și radiație [W/m² °C].

Așa cum reiese din exemplul de aplicare numerică, la bobinele dimensionate optim numărul total de straturi n (și cu atît mai mult m) este mic (3 ÷ 5) și, deoarece grosimea izolației g_i este mică, rezultă:

$$m\, g_i \ll \lambda_i/\alpha. \tag{9}$$

Admițînd în calcul ipoteza acoperitoare că bobinajul atinge temperatura maximă lîngă miez, rezultă densitatea de curent J_c denumită „de calcul".

$$J_c = \sqrt{\frac{\alpha(\tau_i - \tau_a)}{\rho \cdot \eta \cdot q \cdot e}}, \tag{10}$$

în care:

e este grosimea bobinajului (fig. 1, 2, 4);

q = 1/2, pentru construcția cu coloane (fig. 2);

q = 1, pentru construcția în manta (fig. 1).

Dimensiunea: e va fi determinată ulterior astfel ca volumul efectiv al bobinei să fie minim.

Densitatea de curent de calcul J_c se determină estimînd $\eta = 0{,}8 \div 0{,}9$, $\alpha = 11 \div 14$ W/m² °C, în condiții de răcire naturală în aer și introducînd în (10) valoarea temperaturii interioare τ_i, conform clasei de izolație a conductorului ales. Temperatura ambiantă este dată prin temă.

Rezultă apoi dimensiunea calculată a conductorului necesar și din tabelul de secțiuni standardizate se va alege un conductor cu secțiunea reală S_c. De aici rezultă densitatea de curent admisă $J_a = I_T/S_c$. Se cunosc η, g_i și numărul de straturi n, deci se poate face un calcul de verificare exact al lui J_M cu ajutorul relației (7).

Rezultatul acestui calcul de verificare trebuie să confirme că $J_a \leqslant J_M$. În caz contrar trebuie adoptată o altă secțiune de conductor $S_c' > S_c$ de așa manieră încît $J_a' \leqslant J_M$.

2.2. *Unități specifice de lungime, suprafață și volum*

Se reia relația (7). Introducînd valoarea lui J dată de relația (10) în relația (7) se obține:

$$(e^{\frac{1}{2}} \cdot h \cdot p \cdot z)^{\frac{2}{7}} = u = \left[\frac{q \cdot \rho \cdot \eta}{\alpha(\tau_i - \tau_a)}\right]^{\frac{1}{7}} \cdot \left(\frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot f_F \cdot B_c}\right)^{\frac{2}{7}}. \tag{11}$$

Corespunzător, se va adopta o unitate specifică de suprafață s și o unitate specifică de volum v, legate de unitatea specifică de lungime u prin următoarele relații:

$$s = u^2; \quad v = u^3 \qquad (12), (13)$$

Așa cum se va arăta mai departe, în afara avantajelor practice de simplificare a calculului, pe care le are introducerea noțiunii de unitate specifică de lungime u, relația (11) de definire a acesteia are și o importanță teoretică majoră : stabilește o legătură între mărimile electrice, magnetice și termice ale bobinei, pe de o parte și mărimile (dimensiunile) geometrice de bază ale acesteia e, h, p, z), pe de altă parte, reducînd numărul de variabile independente care determină volumul efectiv de la 4 (e, h, p, z) la 3 (u, s, v).

În cele ce urmează toate dimensiunile geometrice ale bobinei vor fi exprimate în unități specifice de lungime u, de suprafață s și de volum v, unități definite de relațiile (11), (12), (13). Aceste dimensiuni geometrice, simbolizate prin litere latine, vor apare ca un produs între o mărime cu dimensiuni — (unitatea specifică de lungime u, de suprafață s, sau de volum v) și o mărime fără dimensiuni, simbolizate printr-o literă grecească ($\varepsilon, \varkappa, \pi, \zeta, \lambda \ldots$), corespondenta literei latine respective. Așadar :

$$e = \varepsilon \cdot u \quad h = \varkappa \cdot u \quad p = \pi \cdot u \quad z = \zeta \cdot u \quad l_1 = \lambda_1 \cdot u \quad l_2 = \lambda_2 \cdot u \quad l_0 = \lambda_0 \cdot u.$$

Lungimea medie a liniei de cîmp l_F și cea a spirei bobinajului l_B vor fi :

$$l_F = \lambda_F \cdot u; \quad l_B = \lambda_B \cdot u.$$

Suprafața transversală a miezului de fier S_F și cea a ferestrei S_f vor fi :

$$S_F = \sigma_F \cdot s; \quad S_f = \sigma_f \cdot s.$$

Volumul fierului V_F, volumul bobinajului V_B, volumul efectiv $V_E = V_F = V_B$ vor deveni în consecință :

$$V_F = \beta_F \cdot v, \quad V_B = \beta_B \cdot v, \quad V_E = \beta_E \cdot v. \tag{14}$$

Particularizînd relația (14) de mai sus, vom obține, pentru volumele efective ale bobinelor construite în manta V_{Ea}, sau cu coloane V_{Ed} (date de 1) și (2)) :

$$V_{Ea} = \beta_{Ea} \cdot v = \beta_{Ea} u^3; \quad V_{Ed} = \beta_{Ed} \cdot v = \beta_{Ed} \cdot u^3;$$

$$\beta_{Ea} = 2\,[\pi \cdot \zeta \cdot (\varepsilon + \varkappa + \zeta) + \varepsilon \cdot \varkappa (2 \cdot \varepsilon + \pi + \zeta)]; \tag{15}$$

$$\beta_{Ed} = 2[\pi \cdot \zeta \cdot (\varepsilon + \varkappa + 2\zeta) + \varepsilon \cdot \varkappa \cdot (\varepsilon + \pi + \zeta)]. \tag{16}$$

Pentru ușurarea calculelor se vor introduce următoarele schimbări de variabilă : $\omega = \pi/\zeta$, $\sigma = \varepsilon \cdot \varkappa$.

Noile variabile independente : ε, σ, ω fără dimensiuni au și o semnificație fizică, ceea ce va duce la o interpretare mai ușoară a rezultatelor calculului. Astfel, exprimat în unități specifice de lungime, respectiv de suprafață :

ε reprezintă o lungime — grosimea bobinajului ;

σ — suprafața transversală (perpendiculară pe axul spirelor) a bobinajului ;

ω — un raport între dimensiunile π și ζ ale suprafeței transversale a miezului de fier σ_F (fig. 1 și 2). Cu aceste notații, dimensiunile geometrice de bază ale bobinei (ε, $\varkappa$, π, ζ) devin, ținînd seama și de (11) : $\varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \varkappa \cdot \pi \cdot \zeta = 1$,

$$\varepsilon = \varepsilon, \quad \pi = \frac{\varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}}}{\sigma^{\frac{1}{2}}} = \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}},$$

$$\varkappa = \frac{\sigma}{\varepsilon} = \sigma \cdot \varepsilon^{-1}, \quad \zeta = \frac{\varepsilon^{\frac{1}{4}}}{\sigma^{\frac{1}{2}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}}} = \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}}. \tag{17}$$

Așadar, volumele β_{Ea} și β_{Ed} date în relațiile (15) și (16) vor putea fi exprimate numai în funcție de cele 3 variabile independente ε, σ, ω după cum urmează :

$$\beta_{Ea} = 2[\varepsilon^{1/2} \cdot \sigma^{-1} \cdot (\sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon + \varepsilon^{1/4} \cdot \sigma^{-1/2} \cdot \omega^{-1/2}) + \sigma(\varepsilon^{1/4} \cdot \omega^{1/2} \cdot \sigma^{-1/2} + \varepsilon^{1/4} \cdot \sigma^{-1/2} \cdot \omega^{-1/2} + 2\varepsilon)], \tag{18}$$

$$\beta_{Ed} = 2[\varepsilon^{1/2} \cdot \sigma^{-1} \cdot (\sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon + 2 \cdot \varepsilon^{1/4} \cdot \sigma^{-1/2} \cdot \omega^{1/2}) + \sigma \cdot (\varepsilon + \varepsilon^{1/4} \cdot \omega^{1/2} \cdot \sigma^{-1/2} + \varepsilon^{1/4} \cdot \sigma^{-1/2} \cdot \omega^{-1/2})]. \tag{19}$$

2.3. *Ecuațiile generale de dimensionare optimă*

Revenind la relația (14) se observă că volumul efectiv al bobinei V_E, a cărei minimizare se urmărește, apare ca un produs de doi factori v și β_E. Se va realiza, deci, minimizarea volumului V_E, minimizînd pe fiecare dintre cei doi factori v și β_E în parte, factori care nu conțin variabile comune.

2.3.1. *Ținînd seama de rel. (13), (11)*, factorul v (unitatea specifică de volum) capătă următoarea expresie :

$$v = \left[\frac{q \cdot \rho \cdot \eta}{\alpha(\tau_i - \tau_a)}\right]^{\frac{3}{7}} \cdot \left[\frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot f_F \cdot B_c}\right]^{\frac{6}{7}}. \tag{20}$$

Așadar, această unitate depinde, în principal, de cerințele temei (L_n, I_n, I_T, τ_a) pe de o parte și de calitatea materialelor folosite de altă parte : B_c, ρ, τ_i [7].

2.3.2. *Pentru a minimiza cel de al doilea factor* β_E al produsului V_E din relaţia (14), se porneşte de la următoarea observaţie:
Conform (18) şi (19) rezultă că atît pentru construcţia în manta, cît şi pentru construcţia cu coloane sînt valabile relaţiile:

$$\lim_{\varepsilon\to 0} \beta_E = \lim_{\sigma\to 0} \beta_E = \lim_{\omega\to 0} \beta_E = \infty,$$

$$\lim_{\varepsilon\to \infty} \beta_E = \lim_{\sigma\to \infty} \beta_E = \lim_{\omega\to \infty} \beta_E = \infty.$$

Rezultă deci că oricare din variabilele ε, σ, ω, luînd valori prea mari sau prea mici, duce la o mărime exagerată a volumului.
Vor trebui găsite, aşadar valorile optime ale variabilelor ε, σ, ω, care minimează volumele efective β_{Ea} şi β_{Ed}. Această problemă va fi rezolvată, evident, cu ajutorul calculului diferenţial, prin derivare.
Făcînd deci derivatele parţiale ale funcţiei β_{Ea} dată (18) şi ale funcţiei β_{Ed} dată de (19) în raport cu variabilele independente ε, σ, ω şi egalînd cu 0 aceste derivate, se obţin două grupe de cîte trei ecuaţii.
Pentru construcţia în manta:

$$\frac{\partial \beta_{Ea}}{\partial \omega} = \omega \cdot \sigma^2 - \sigma^2 - \varepsilon^{1/2} = 0,$$

$$\frac{\partial \beta_{Ea}}{\partial \sigma} = 2\left[- \varepsilon^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} - \frac{3}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{3}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + \right.$$
$$+ \frac{1}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} +$$
$$\left. + 2 \cdot \varepsilon \right] = 0,$$

$$\frac{\partial \beta_{Ea}}{\partial \varepsilon} = 2\left[- \frac{1}{2} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{2}} + \frac{3}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1} + \frac{3}{4} \cdot \varepsilon^{-\frac{1}{4}} \cdot \right.$$
$$\cdot \sigma^{-\frac{3}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + \frac{1}{4} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{4}} \cdot \sigma^{\frac{1}{2}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{4} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{4}} \cdot \sigma^{\frac{1}{2}} \cdot$$
$$\left. \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + 2\sigma \right] = 0.$$

Pentru construcţia cu coloane:

$$\frac{\partial \beta_{Ed}}{\partial \omega} = \omega \cdot \sigma^2 - \sigma^2 - 2 \cdot e^{\frac{1}{2}} = 0,$$

$$\frac{\partial \beta_{Ed}}{\partial \sigma} = 2\left[- \varepsilon^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} - 3 \cdot \varepsilon^{\frac{3}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + \varepsilon + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} \right] = 0,$$

$$\frac{\partial \beta_{Ed}}{\partial \varepsilon} = 2\left[- \frac{1}{2} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{2}} + \frac{3}{2} \cdot \varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1} + \frac{3}{2} \cdot \varepsilon^{-\frac{1}{4}} \cdot \right.$$
$$\cdot \sigma^{-\frac{3}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + \sigma + \frac{1}{4} \cdot \sigma^{\frac{1}{2}} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{4} \cdot \varepsilon^{-\frac{3}{4}} \cdot$$
$$\left. \cdot \sigma^{\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} \right] = 0.$$

Rezolvînd prin metode grafoanalitice sau cu ajutorul calculatorului electronic fiecare din cele două sisteme cu cîte trei ecuaţii se obţin următoarele valori optimale:
pentru construcţia cu coloane:

$$\varepsilon_0 = 0{,}21 \quad \sigma_0 = 0{,}88 \quad \omega_0 = 2{,}17.$$

pentru construcţia în manta:

$$\varepsilon_0 = 0{,}21 \quad \sigma_0 = 0{,}59 \quad \omega_0 = 2{,}31.$$

Valorile optime ale tuturor celorlalte mărimi geometrice ale bobinei se deduc din valorile optime ε_0, σ_0, ω_0 şi sînt trecute sistematizat în tabelul 1.

Făcînd o paranteză şi revenind la relaţia (10), se exprimă e în funcţie de unitatea specifică de lungime u. Ţinînd seama de expresia lui u dată de (11), expresia finală a valorii de calcul a densităţii de curent J_c devine:

$$J_c = \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{2}}} \cdot \left[\frac{\alpha(\tau_i - \tau_a)}{q \cdot \eta \cdot \rho} \right]^{\frac{4}{7}} \cdot \left[\frac{F_u \cdot f_F \cdot B_c}{L_n \cdot I_n \cdot I_T} \right]^{\frac{1}{7}} \cdot \qquad (21)$$

Relaţia (21) arată că densitatea de curent admisibilă J_c depinde de forma bobinei (prin factorul ε_0), este determinată în mare măsură de mărimile termice (α, τ_i, τ_a, ρ), care intervin în formulă la puterea 4/7 şi în mai mică măsură de mărimile electro-magnetice (B_c, L_n, I_n) care intervin la puterea 1/7.

2.4. *Abateri în limite admisibile de la valorile optime*

Pentru a rezolva problema dimensionării optime se va prezenta şi o familie de curbe care să arate cît ne putem îndepărta de la valorile optime ale variabilelor independente ε, σ, ω de aşa manieră încît să nu depăşim valoarea minimă β_{Em} a volumului efectiv β_E, cu mai mult de 2% (C_2) de 5%(C_5) de la 10 % (C_{10}), figurile 5, 6.

Se poate verifica că menţinînd celelalte două variabile ε şi σ la valorile lor optime ε_0 şi σ_0, pentru o variaţie a lui ω în limitele $0{,}9 < \omega < 3{,}5$, volumul efectiv β_E creşte cu mai puţin de 5 %. În practică, se adoptă ω în limi-

Tabelul 1

Nr. crt.	Tip constr. / Index. caract.	Construcție în manta *a*	Construcție cu coloane *d*
1	ε_0	0,21	0,21
2	σ_0	(σ_{fo}) 0,59	0,88
3	ω_0	2,31	2,17
4	$\varkappa_0$	2,81	4,19
5	π_0	1,34	1,06
6	ζ_0	0,58	0,49
7	σ_{F0}	0,78	0,52
8	λ_1	$\lambda_{1a} = \pi + 2\varepsilon = 1{,}76$	$\lambda_{1d} = \pi + \varepsilon = 1{,}27$
9	λ_2	$\lambda_{2a} = 2(\zeta + \varepsilon) = 1{,}58$	$\lambda_{2d} = 2(\zeta + \varepsilon) = 1{,}40$
10	λ_3	$\lambda_{3a} = \zeta + \varkappa = 3{,}39$	$\lambda_{3d} = \varkappa + 2\zeta = 5{,}17$
11	λ_F	$\lambda_{Fa} = 2(\varkappa + \varepsilon + \zeta) = 7{,}20$	$\lambda_{Fd} = 2(\varkappa + \varepsilon + 2\zeta) = 10{,}76$
12	λ_B	$\lambda_{Ba} = 2(\pi + \zeta + 2\varepsilon) = 4{,}68$	$\lambda_{Bd} = 2(\pi + \zeta + \varepsilon) = 3{,}53$
13	β_F	$\beta_{Fa} = 2\pi\zeta(\varepsilon+\varkappa+\zeta) = 5{,}59$	$\beta_{Fd} = 2\pi\zeta(\varkappa+\varepsilon+2\zeta) = 5{,}60$
14	β_B	$\beta_{Ba} = 2\varepsilon\varkappa(2\varepsilon+\pi+\zeta) = 2{,}76$	$\beta_{Bd} = 2\varepsilon\varkappa(\pi+\zeta+\varepsilon) = 3{,}10$
15	β_{Em}	$\beta_{Eam} = 2[\pi\zeta(\varkappa+\varepsilon+\zeta)+\varepsilon\varkappa(\pi+\zeta+2\varepsilon)] = 8{,}35$	$\beta_{Edm} = 2[\pi\zeta(\varkappa+\varepsilon+2\zeta)+\varepsilon\varkappa(\pi+\zeta+\varepsilon)] = 8{,}70$
		$\beta_{Ema} = 8{,}35$	$\beta_{Emd} = 8{,}70$

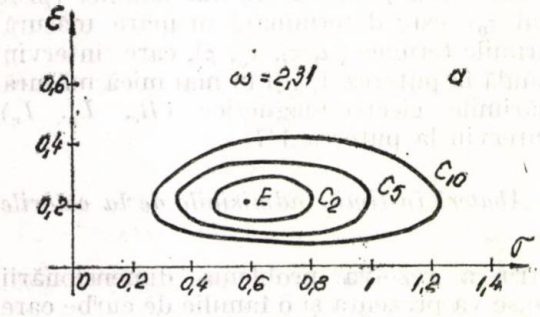


Fig. 5. Curbele de încadrare în toleranțele de 2, 5, 10% ale abaterii de la volumul minim pentru construcția în manta.

tele $1{,}75 \leqslant \omega \leqslant 2{,}5$. Alegînd valoarea minimă σ în interiorul curbei C_2 sau cel mult C_5, cu $\varepsilon \simeq \varepsilon_0$, se obține micșorarea raportului între greutatea cuprului (aluminiului) și greutatea fierului, ca și atingerea minimului de preț de cost, în funcție de costul materialelor active.

Spre deosebire de metoda prezentată detaliat în acest articol, metoda de proiectare folosită pînă acum conduce la soluția finală prin încercări. Se proiectează, pentru diferite valori ale întrefierului, mai multe bobine; dintre acestea se aleg bobinele care au prețul de cost mai mic, gabaritul mai mic și care corespund esteticii

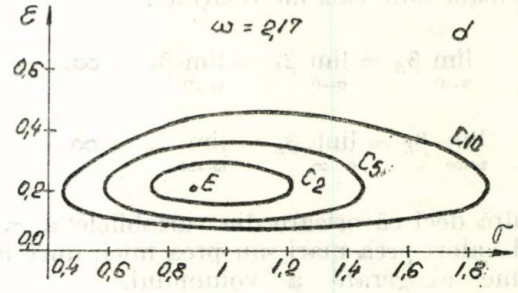


Fig. 6. Curbele de încadrare în toleranțele de 2, 5, 10% ale abaterii de la volumul minim pentru construcția cu coloane.

industriale. Se verifică apoi prin calcul încălzirea, se reconsideră densitatea de curent și se recalculează bobina. Urmează o reluare a calculului pentru lungimea reală a circuitului magnetic.

Tabelul 2 este un exemplu de proiectare pentru bobina BF 90 (12mH, 90A, 90 A termic), cu tolă laminată la rece ARMCO M5X; încercarea pentru întrefier $l_0 = 0{,}010$ m, $l_{Fe} = 0{,}94$ m.

Tabelul 2

B	T	0,3	0,7	1,1	1,3	1,5	1,9
H_{Fe}	Asp/m	6,9	12,5	17,9	25	27	850
$H_0 = \frac{B}{\mu_0}$	X10⁶						
	Asp/m	0,238	0,557	0,875	1,035	1,194	1,51
$H_0 \cdot l_0$	Asp	2380	5570	8750	10350	11940	15100
$H_F \cdot l_F$	Asp	6,48	11,75	16,82	23,5	25,38	799
$N \cdot I$	Asp	2386,4	5582	8767	10373	11965	15899

Se trasează curba $B = f(NI)$ și se calculează $L = N^2 \cdot S'_F\,(\mathrm{d}B/\mathrm{d}NI)$. După mai multe încercări proiectantul se poate apropia de soluția optimă fără să aibă certitudinea că a atins optimul.

Pentru comparație se prezintă rezultatele obținute proiectînd prin încercări cu rezultatele obținute prin metoda determinării directe a optimului de volum efectiv la preț de cost minim (exemplul de calcul detaliat la sfîrșitul acestui material)

Tabelul 3

Bobina	Metoda					
	prin încercări			directă		
	Fe kg	Cu kg	Preț lei	Fe kg	Cu kg	Preț lei
BF 90 12mH/90A	44	22	2 970	38	17	2 365

Pentru cantitatea de 240 bobine tip BF 90 rezultă o economie anuală de 1 200 kg Cu și 1 110 kg tolă laminată la rece.

3. Concluzii

Așa cum reiese din relația (14), volumul efectiv al unei bobine de c.c. se obține ca produsul a doi factori β_E și v. Urmărind realizarea unei bobine care să aibă volumul efectiv minim, proiectantul nu poate influența nicicum factorul β_E, care a fost determinat prin calcul în articolul de față prezentat și în tabelul 1. Singura posibilitate a proiectantului de a realiza o bobină de volum efectiv cît mai mic posibil este de a contracta cît mai mult unitatea specifică de volum v(20), admițînd de la început materiale de calitate bună. Materialul feromagnetic cu inducția critică B_c mare și conductori avînd clasa de izolație mare (τ_i mare) și rezistivitatea materialului conductor, ρ, mică.

Totuși, în scopul plasării bobinei în spații stabilite dinainte și bine delimitate, sau în scopul micșorării raportului dintre greutatea cuprului și cea a fierului, în vederea obținerii costului minim, proiectantul poate interveni și asupra factorului β_E, abătîndu-se de la valorile optime ale dimensiunilor ε_0, σ_0 (și deci β_{E0}), dar numai în anumite limite și anume în interiorul curbei C_2 sau cel mult C_5 (de creștere a volumului cu 2% respectiv 5 %) din figurile 5 și 6.

Conform metodei expuse în prezentul articol, mersul proiectării unei bobine de c.c., care să aibă minimum de volum efectiv posibil, se abate de la calea clasică cunoscută. Astfel, conform acestei metode, din datele temei și după alegerea materialelor ce urmează a se folosi, rezultă univoc pe baza relațiilor prezentate, densitatea de curent J_c (21) și dimensiunile geometrice ale bobinei propriu-zise. Din acestea rezultă mai departe numărul de spire N și întrefierul l_0.

Toate bobinele de volum minim minimorum sînt izomorfe (au aceleași raporturi între dimensiuni așa cum arată tabelul 1), independent de datele temei și de calitatea materialelor folosite care determină numai mărimea unității specifice de lungime u sau de volum v.

ANEXĂ

Exemplu de aplicare numerică

Se presupune că se dă următoarea temă de proiectare :

O bobină de filtrare care să aibă :

$$L_n = 12 \text{ mH}; \; I_n = 90 \text{ A}; \; I_T = 90 \text{ A}$$

și care este destinată să lucreze în aer într-un mediu cu temperatura : $\tau_a = 45°\text{C}$.

Se construiește o bobină cu coloane ($q = \frac{1}{2}$) folosind următoarele materiale : la miezul magnetic : tabla silicioasă ARMCO-M5X la care $B_c = 1{,}3$ T, la bobinaj : conductor de Cu cu secțiune dreptunghiulară izolat cu două straturi de fire de sticlă impregnate cu rășină epoxidică (izolație clasa F) la care $\tau_i = 155°\text{C}$; $\lambda_i = 0{,}23$ W/°C.m.

Intenționîndu-se economisirea de Cu se alege în interiorul curbei C_2 din figura 6 un punct cu $\sigma < \sigma_0$ și anume $\varepsilon = 0{,}25$; $\sigma = 0{,}8$ și $\omega = 2$.

Pentru a putea calcula unitatea specifică de lungime conform (11) se notează mărimile componente a căror valoare nu a fost precizată : $\eta = 0{,}85$, $\alpha = 14$ (W/m²°C), $\rho = 0{,}0175.10^{-6}$ ($\Omega \cdot \text{m}^2/\text{m}$) — rezistivitatea cuprului.

În (11), care dă unitatea specifică de lungime u, se vor estima conform relației (3) factorii de umplere după cum urmează : $f_F = 0{,}97$; $f_B = 0{,}9$; $f_C = 0{,}8$ rezultă $F_u = F_B \cdot f_C = 0{,}72$ și $F_u \cdot f_F = 0{,}7$. Cu aceste precizări (11) devine :

$$u = \left[\frac{\frac{1}{2} \cdot 0{,}0175 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}85}{14 \cdot (155 - 45)}\right]^{\frac{1}{7}} \cdot$$

$$\cdot \left[\frac{12 \cdot 90 \cdot 90}{0{,}72 \cdot 0{,}97 \cdot 1{,}3}\right]^{\frac{2}{7}} = 9{,}28 \times 10^{-2} \text{ m}.$$

Odată calculat u se poate determina valoarea teoretică e_t a dimensiunii e : $e_t = \varepsilon \cdot u = 0{,}25 \times 9{,}28 \cdot 10^{-2} = 2{,}32 \cdot 10^{-2}$ m.

Introducînd această valoare în (10) se obține valoarea de calcul a densității de curent J_c :

$$J_c = \sqrt{\frac{14\,(155 - 45)}{0{,}0175 \times 10^{-6} \times 0{,}85 \times 0{,}5 \times 2{,}32 \times 10^{-2}}} =$$

$$= 2{,}92 \times 10^6 \; [\text{A/m}^2].$$

Rezultă secțiunea de calcul a conductorului :

$$S_{cc} = I_T/J_c = 90/2{,}92 \cdot 10^6 = 30{,}8 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 =$$

$$= 30{,}8 \text{ mm}^2.$$

Din tabelele cu secțiuni standardizate se alege conductorul a cărei secțiune este caracterizată prin $a = 4{,}5$ mm; $b = 7{,}1$ mm, $S_c = 31{,}8$ mm². Din cataloage rezultă că la un astfel de conductor $g_i = 0{,}2$ mm.

Rezultă deci : $a_i = a + 2g_i = 4{,}5 + 0{,}4 \cong 5{,}00$ mm, $b_i = b + 2g_i = 7{,}1 + 0{,}4 = 7{,}5$ mm.

$$\eta_i = a/a_i = 4{,}5/5{,}0 = 0{,}9, \; S_i = a_i \cdot b_i =$$

$$= 5 \times 7{,}5 = 38 \text{ mm}^2,$$

$$S_{cl} = S_i/f_B = 38/0{,}9 = 42{,}2 \text{ mm}^2,$$

Din datele de mai sus rezultă că densitatea de curent efectiv admisă ar fi de : $J_a = I_T/S_c = 90/31{,}1 = 2{,}9$ A/mm².

Se calculează numărul total de spire (al ambelor bobine — cîte una pe fiecare coloană) cu ajutorul relaţiei (4) :

$$N' = \frac{S_f}{S_d} = \frac{\sigma_f \cdot s}{S_d} = \frac{\sigma \cdot u^2}{S_d} = \frac{0{,}8 \cdot 86 \cdot 10^{-4}}{42{,}2 \cdot 10^{-6}} = 163.$$

Aşadar, numărul de spire pentru fiecare bobină va fi 82.

Spirele se vor aşeza într-un număr de straturi $n = 2$, fiecare strat urmînd să aibă un număr de spire $W = 41$. Fiind în posesia datelor mai sus stabilite se poate face verificarea admisibilităţii densităţii de curent J_a cu ajutorul relaţiei (8), în care : $m = 2$, $m \cdot g_i = 2 \cdot 0{,}2 = 0{,}4 \cdot 10^{-3}$ m, $n \cdot a_i = 2 \cdot 5{,}00 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3}$ m,

$$J_M = \sqrt{\frac{0{,}23\,(155 - 45)}{0{,}0175 \cdot 10^{-6}\; 0{,}87 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \left(0{,}4 \cdot 10^{-3} + \frac{0{,}23}{14}\right)}} = 3{,}13 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2.$$

Reiese că : $J_a = 2{,}9 < 3{,}13 = J_M$. În concluzie, conductorul ales este bun, iar dispunerea bobinajului pe două straturi este corespunzătoare. Cu această ocazie se verifică şi justeţea relaţiei (9) şi anume : $mg_i = 0{,}4 \cdot 10^{-3} \ll 16{,}4 \cdot 10^{-3} = \frac{\lambda_i}{\alpha}$, justificîndu-se simplificarea expresiei lui J, dată în (10).

Se vor calcula valorile reale e_r şi h_r ale dimensiunilor e şi h, cunoscînd interstiţiile dintre spire : $a_j = 0{,}15$ mm, $b_j = 0{,}25$ mm.
Se vede că $(a_i + a_j)\cdot(b_i + b_j) = (5{,}00 + 0{,}15)(7{,}5 + 0{,}25) = S_d = 39{,}5$ mm².

Grosimea carcasei este $\Delta e_c = 1{,}3$ mm $= \Delta h_c/2$, distanţa de ventilaţie între bobine este $\Delta e_v = 7$ mm, deci dimensiunea teoretică e_T trebuie mărită cu : $\Delta e_T = 2 \cdot \Delta e_c + \Delta e_v$. În acest mod se obţine pentru e_r şi h_r :

$$e_r = 2 \cdot n \cdot (a_i + a_j) + \Delta e_T = 2 \cdot 2 \cdot (5{,}00 + 0{,}15) + 2 \cdot 3 + 7 = 33{,}6 \text{ mm}$$

$$h_r = W(b_i + b_j) + \Delta h_c = 41 \cdot (7{,}5 + 0{,}25) + 6 = 326 \simeq 330 \text{ mm}.$$

Suprafaţa reală a ferestrei va fi : $S_{fr} = e_r\, h_r = 3{,}36 \times 33 \cdot 10^{-4} = 110 \cdot 10^{-4}$ m².

Pentru a calcula dimensiunile p şi z se vor calcula mai întîi, cu ajutorul relaţiilor (17), mărimile π şi ζ :

$$\pi = \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} = 0{,}25^{\frac{1}{4}} \cdot 2^{\frac{1}{2}} \cdot 0{,}8^{-\frac{1}{2}} = 1{,}12,$$

$$\zeta = \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} = 0{,}25^{\frac{1}{4}} \cdot 2^{-\frac{1}{2}} \cdot 0{,}8^{-\frac{1}{2}} = 0{,}56.$$

Se calculează apoi p şi z : $p = \pi \cdot u = 1{,}12 \cdot 9{,}28 \cdot 10^{-2} = 10{,}2 \cdot 10^{-2}$ m, $z = \zeta \cdot u = 0{,}56 \cdot 9{,}28 \cdot 10^{-2} = 5{,}2 \cdot 10^{-2}$ m. Suprafaţa transversală a miezului de fier va fi : $S_F = p \cdot z = 10{,}2 \times 5{,}2 \cdot 10^{-4} = 53{,}04 \cdot 10^{-4}$ m².

Dimensiunile l_F, l_B şi V_E se calculează introducînd în relaţiile respective din tabelul 1 (sau din figurile 1, 2) valorile reale ale mărimilor p, z, e şi h. Aşadar :

$$l_F = 2(h + e + 2z) = 2(33 + 3{,}36 + 10{,}4 \cdot 10^{-2} \text{ m} = 93{,}8 \cdot 10^{-2} \text{ m},$$

$$l_B = 2(p + z + e) = 2(10{,}2 + 5{,}2 + 3{,}36) \cdot 10^{-2} \text{ m} = 37{,}52 \times 10^{-2} \text{ m},$$

$$V_{Er} = V_{Fr} + V_{Br} = S_F \cdot l_F + S_B \cdot l_B = (53{,}04 \cdot 93{,}8 + 64 \cdot 37{,}52) \cdot 10^{-6} = 7{,}3 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3,$$

unde : S_F, suprafaţa transversală a fierului, a fost calculată şi este egală cu $53{,}04 \cdot 10^{-4}$ m². Suprafaţa transversală efectivă a bobinajului propriu-zis (fără carcase şi spaţii de ventilaţie) este dată de relaţia :

$$S_B = 2 \cdot n\,(a_i + a_j) \cdot W\,(b_i + b_j) = 2 \cdot 2 \cdot 5{,}15 \cdot 41 \cdot 7{,}75 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = 64 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2.$$

Calculînd acum valoarea teoretică a lui β_{Ed} cu ajutorul relaţiei (19) în care se introduc valorile ($\varepsilon = 0{,}25$; $\sigma = 0{,}8$; $\omega = 2$) se obţine :

$$\beta_{Et} = \beta_{Ft} + \beta_{Bt} = 5{,}74 + 3{,}09 = 8{,}83.$$

Valoarea teoretică a volumului total V_{Et} ar fi fost, conform relaţiei (19), cu ($\varepsilon = 0{,}25$; $\sigma = 0{,}8$; $\omega = 2$) :

$$V_{Et} = \beta_{Et} \cdot v = 8{,}83\,(9{,}28 \cdot 10^{-2})^3 = 7{,}05 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3.$$

Se vede că diferenţa procentuală este numai de :

$$(V_{Er} - V_{Et})/V_{Et} = (7{,}35 - 7{,}05)/7{,}05 = 0{,}035, \text{ deci } 3{,}5\ \%.$$

Această diferenţă se explică prin faptul că a trebuit mărită dimensiunea e cu Δe_T.

Se calculează apoi întrefierul l_0, pornind de la relaţia (6)

$$l_0 = (N \cdot I_n - H_F \cdot I_F)/H_0 = (163 \times 90 - 25 \cdot 0{,}94)/10^6 = 14{,}7 \cdot 10^{-3} \text{ m}.$$

Bibliografie

[1] *Meyer Manfred* und *Moltgen Gottfried* — Kreisstrome bei Umkehrstromrichtern Siemens Zeitschrift, 37, 1973, Heft 5.
[2] *Möltgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București. Editura tehnică 1970, p. 64—78.
[3] *Storm H.F.* Amplificateurs magnetiques. Paris, Edit. Dunod, 1960.
[4] *Timotin, A., Hortopan, G., Ifrim, I., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
[5] *Kümmel Fritz*, Elektrische Antriebstechnik. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1971.
[6] *Bălă, Constantin.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică 1967.
[7] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. București, Editura Tehnică, 1974.

CZ 621.365.5 :538.521

INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ
BAIE METALICĂ

Amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit

Partea I. Sisteme de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în metalurgie

FLORIN POP * — CLUJ-NAPOCA

În băile metalice ale cuptoarelor cu arc și de inducție se exercită forțe de natură electromagnetică care amestecă metalul topit. Această amestecare nu este însă suficientă pentru obținerea unei bune omogenizări a temperaturii băii sau a compoziției chimice a metalului. În acest scop, metalurgiștii au elaborat o serie de metode mecanice, care sînt însă complicate constructiv sau incomode în exploatare. Introducerea în anii '30 a amestecării prin inducție electromagnetică a băilor metalice a însemnat un mare cîștig pentru tehnica metalurgică.

Dr. L. Dreyfus, de la ASEA Suedia, a dovedit (1933—'34) că se pot dezvolta forțe electromagnetice suficient de mari pentru a se obține amestecarea băii de metal topit cu ajutorul unui cîmp magnetic mobil. De asemenea, a arătat că este posibilă generarea cîmpului magnetic mobil utilizînd o înfășurare amplasată în afara mantalei cuptorului sau a oalei ce conține metalul topit. Întroducerea în exploatare a acestui procedeu este însoțită de ameliorarea calității produselor, de ușurarea condițiilor de lucru și de importante economii de timp și de energie, deosebit de apreciate în actuala conjunctură energetică.

Amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit este de actualitate și importanță și pentru industria noastră metalurgică ce cunoaște o dezvoltare impetuoasă; dotarea unor cuptoare cu arc electric de 50 t cu instalații de amestecare prin inducție electromagnetică importate și indicațiile conducerii de partid și de stat în direcția introducerii în producție a unor procedee tehnologice economice, menționîndu-se turnarea continuă a oțelului, impune cunoașterea fenomenelor specifice cîmpului electromagnetic în aceste instalații. De asemenea, avantajele economice nete ce însoțesc acest procedeu tehnologic fac necesară căutarea de noi aplicații industriale, de perfecționare a celor existente și, în viitor, de producere în țară a tipurilor de instalații fabricate actualmente în străinătate.

Lucrarea de față își propune o expunere unitară a sistemelor de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit — partea I-a, sistematizarea și dezvoltarea unor aspecte teoretice cu privire la pătrunderea cîmpului electromagnetic în băile metalice — partea a II-a, și, pe această bază, a precizării unor elemente de calcul necesare dimesionării optime a instalațiilor, elemente de calcul care să se regăsească în indicațiile generale ale producătorilor de astfel de instalații și a măsurătorilor efectuate asupra unor modele de laborator — partea III-a, subiecte care vor fi tratate în numerele următoare ale revistei.

1. Unele realizări în domeniul instalațiilor de amestecare prin inducție electromagnetică

Instalațiile de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit, care și-au găsit utilizare la scară industrială, sînt destinate topirii oțelului în cuptoarele electrice cu arc, degazării sub vid a oțelurilor înalt aliate și turnării continue a oțelului.

Cîmpul magnetic mobil este creat în exteriorul băii metalice de un inductor liniar sau cilindric, principalele modalități de aranjare a sistemului inductor-baie metalică fiind prezentate în figura 1, pentru cuptoare cu arc și creuzete cilindrice.

Interacțiunea dintre cîmpul magnetic mobil și curenții turbionari induși de către acesta în baia metalică dă naștere unor forțe electro-

* Institutul politehnic — Cluj-Napoca

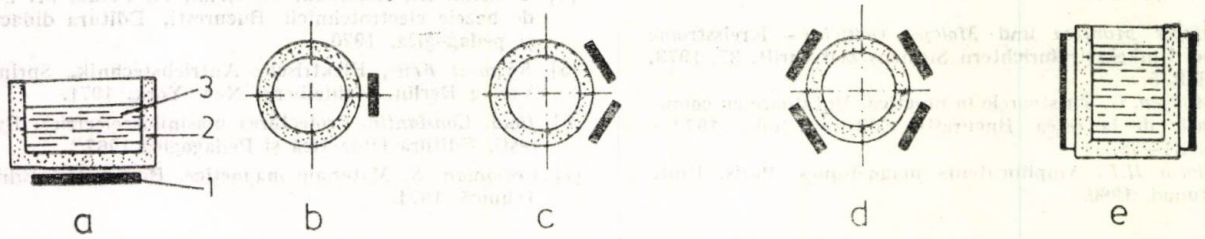


Fig. 1. Modalități de aranjare a sistemului inductor — baie metalică în instalațiile de amestecare [1]: *a* — cuptor cu arc; *b*...*e* — creuzet cilindric; *1* — inductor; *2* — creuzet; *3* — baie metalică.

magnetice care pun în mișcare metalul din baie, în sensul de deplasare a cîmpului.

În lucrările [2; 3] se propune denumirea de „forțe repulsive" acelor forțe electromagnetice care apar în baia metalică în timpul funcționării cuptorului electric și care sînt dirijate *perpendicular* pe suprafața băii metalice — suprafața liberă, înspre arcul electric la cuptorul cu arc, respectiv suprafața laterală, înspre inductor la cuptorul de inducție cu creuzet. Forțele electromagnetice produse în baia metalică prin dispozitive speciale, exterioare cuptorului, dirijate *tangențial* pe suprafața băii metalice — suprafața de fund, spre vatra cuptorului la cuptorul cu arc, respectiv suprafața laterală, înspre inductor, la cuptorul de inducție cu creuzet, sînt denumite „forțe motoare". Aceste dispozitive speciale care realizează amestecarea prin inducție electromagnetică a băii de metal topit sînt denumite în literatura de specialitate „agitatoare inductive".

a. *Agitatoare inductive pentru cuptoare cu arc.* Curentul electric și cîmpul magnetic în baia de oțel topit a unui cuptor cu arc sînt restrînse, datorită efectului pelicular, într-un strat superficial, determinat de adîncimea de pătrundere δ. Efectele electromagnetice care apar ca urmare a interacțiunii dintre cîmpul magnetic al electrozilor și curenții ce parcurg baia metalică pe adîncime se manifestă ca o presiune exercitată pe suprafața băii metalice, dirijată perpendicular spre interior. La cuptoarele cu arc uzuale, valoarea acestei presiuni este extrem de scăzută, de circa 200 N/m² [2]. Valoarea scăzută și direcția de exercitare sînt nefavorabile și insuficiente pentru amestecarea în profunzime a băii metalice.

Cea mai favorabilă deplasare a metalului în baie s-a dovedit a fi în stratul de fund, de-a lungul cuptorului de la ușa de încărcare spre jgheabul de evacuare sau invers; această mișcare se obține ca urmare a exercitării unor forțe electromagnetice motoare.

În acest scop se amplasează sub fundul cuptorului un agitator inductiv, al cărui principiu de funcționare este asemănător motorului asin-

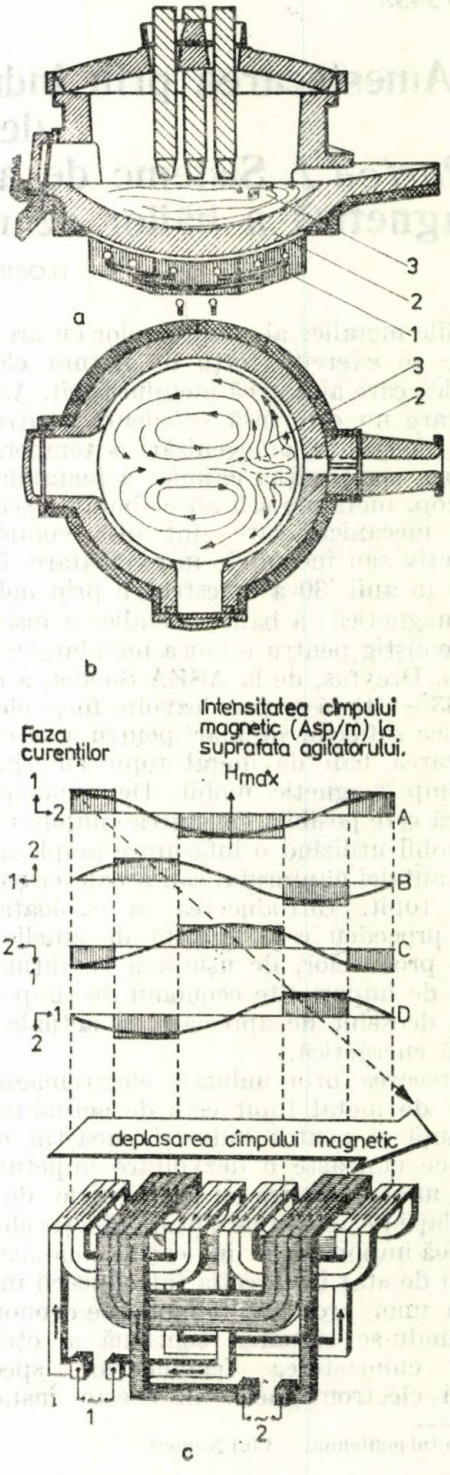


Fig. 2. Agitatorul inductiv al cuptorului cu arc [4]: *a* — amplasarea agitatorului și mișcarea metalului topit în baie; *b* — mișcarea metalului topit la suprafața băii; *c* — obținerea cîmpului magnetic mobil; *1* — agitator; *2* — căptușeala cuptorului; *3* — baia metalică.

cron cu stator-arc și rotor masiv. Cîmpul magnetic mobil este creat de agitatorul alimentat cu curent alternativ bifazat de joasă frecvență $f = 0{,}3 \ldots 0{,}9$ Hz, conturul agitatorului întrerupîndu-se în profilul mantalei cuptorului, figura 2 a.

Înfășurarea executată din țeavă profilată de cupru se realizează astfel: faza I, se secționează în două bobine legate în serie și amplasate la capetele miezului magnetic, iar faza a II-a nesecționată se amplasează la mijlocul miezului magnetic, acoperind parțial prin suprapunerea bobinelor fazei I [3; 4; 5]. În acest mod sînt posibile patru sensuri de deplasare a cîmpului magnetic mobil și, implicit, a metalului în baie, în funcție de modul de conectare a înfășurării, figura 3, fie de la fereastra de lucru a cuptorului spre interior, pentru introducerea elementelor de aliere (*a* și fig. 2 b), fie înspre această fereastră, pentru golirea zgurei (*b*), fie dinspre margini către centrul băii sau invers, pentru realizarea unei amestecări energice (*c* sau *d*) [5].

O reprezentare sugestivă a cîmpului magnetic mobil în cazurile *a* și *b* se obține din variația amplitudinii intensității cîmpului magnetic la suprafața agitatorului în patru momente succesive ($A - \omega t_1 = 0$; $B - \omega t_2 = \pi/2$; $C - \omega t_3 = \pi$; $D - \omega t_4 = 3\pi/2$), figura 2 c.

Agitatoarele inductive sînt astfel construite încît să poată fi montate la cuptoarele existente, în funcțiune, cu respectarea unor distanțe minime față de fundul cuptorului. Mantaua metalică a cuptorului sau cel puțin porțiunea aflată deasupra agitatorului se execută din oțel nemagnetic [4].

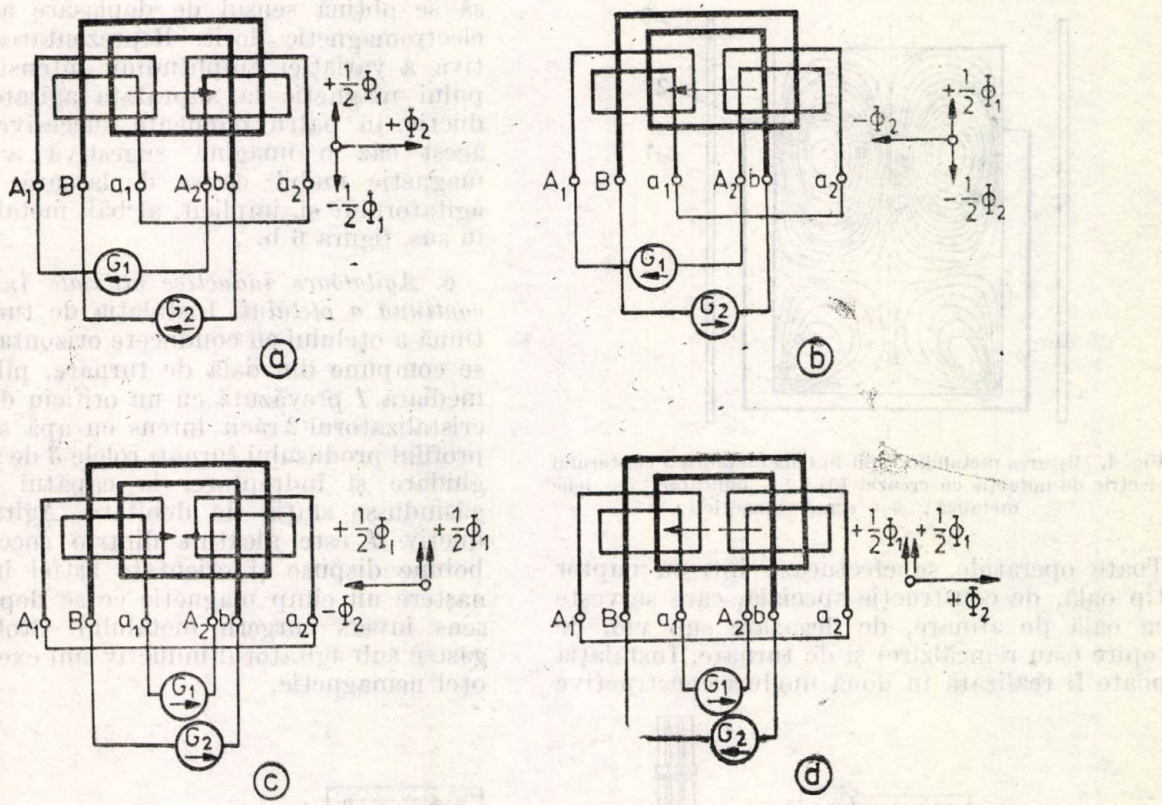


Fig. 3. Posibilități de conectare a fazelor înfășurării agitatorului inductiv [5].

b. *Agitatoare inductive pentru creuzete cilindrice.* Asupra băilor metalice aflate în cîmpul magnetic al inductoarelor cilindrice alimentate în curent alternativ monofazat (cum este cazul cuptoarelor de inducție cu creuzet) se exercită o presiune electromagnetică, orientată de la suprafața laterală a băii spre interiorul acesteia. Datorită neuniformității cîmpului magnetic, la capetele inductorului și repartiția presiunilor va fi neuniformă, avînd ca rezultat agitația metalului în baie, a cărui mișcare este schițată calitativ în figura 4. Separarea băii metalice în două zone turbionare împiedică omogenizarea și ajungerea la suprafață a întregii cantități de metal, fapt ce constituie un dezavantaj în cazul degazării sub vid.

În practica industrială, amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit în creuzete cilindrice și-a găsit utilizarea în elaborarea oțelurilor înalt aliate și a elementelor de mare puritate (nichel, cobalt) degazate sub vid în oală, dezvoltîndu-se procedeele ASEA-SKF, ASEA-ULF, ASEA-LFR [7, 8], prezentate în [9]. Procedeul ASEA-SKF este o metodă de afinare a oțelului care a fost mai întîi topit sau decarburat într-un alt cuptor; degazarea are loc sub vid, iar reîncălzirea oțe-

lului la temperatura de turnare se face în aer sau în gaz protector special la presiune atmosferică. În acest timp, baia este supusă unei amestecări prin inducție electromagnetică.

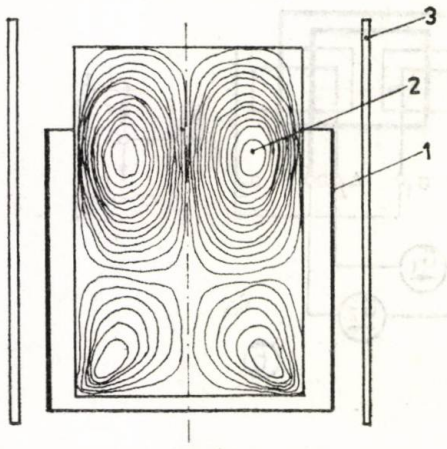


Fig. 4. Mișcarea metalului topit în baia metalică a cuptorului electric de inducție cu creuzet [6]: *1* — indicator; *2* — baie metalică; *3* — ecran magntic.

Toate operațiile se efectuează într-un cuptor tip oală, de construcție specială, care servește ca oală de afinare, de degazare sub vid, de topire (sau reîncălzire) și de turnare. Instalația poate fi realizată în două moduri constructive

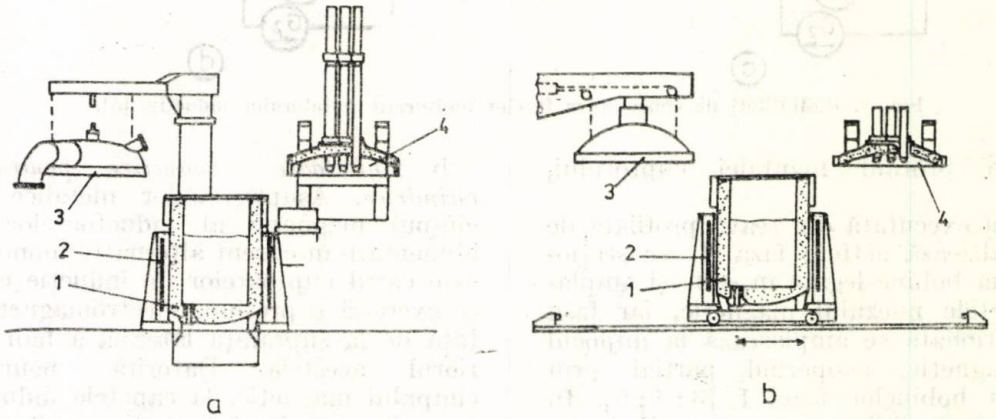


Fig. 5. Instalație de degazare sub vid prin procedeul ASEA-SKF [10]: *a* — cu oală și agitator inductiv staționare; *b* — cu oală și agitator inductiv plasate pe un cărucior; *1* — oală; *2* — agitator inductiv; *3* — capac pentru degazare; *4* — capac pentru reîncălzire cu arc electric.

[10]: cu oală 1 și agitator inductiv 2 staționare, mantaua exterioară etanșă pentru vidare 3 și capacul cuptorului 4 fiind pivotante — figura 5, a; cu oală *1* și agitator inductiv *2* plasate pe un cărucior care se deplasează între două stații, de degazare *3*, respectiv de încălzire *4*, figura 5 b.

Agitatoarele inductive pentru creuzete cilindrice sînt asemănătoare constructiv celor de la cuptoarele de inducție cu creuzet. Sînt alcătuite dintr-o bobină cilindrică din țeavă profilată de cupru sau aluminiu, prevăzută la exterior cu un ecran magnetic din tole de transformator pentru limitarea fluxului de dispersie. Bobina este protejată spre interior contra radiației termice de la creuzet printr-un ecran (blindaj) ceramic.

Conexiunea bobinelor parțiale ale înfășurării bifazate, figura 6 a, este astfel realizată încît să se obțină sensul de deplasare a cîmpului electromagnetic dorit. Reprezentarea calitativă a variației amplitudinii intensității cîmpului magnetic la suprafața agitatorului inductiv în patru momente succesive dă și în acest caz o imagine sugestivă a cîmpului magnetic mobil ce se deplasează în lungul agitatorului și, implicit, al băii metalice, de jos în sus, figura 6 b.

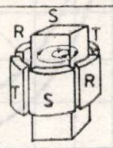
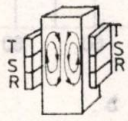
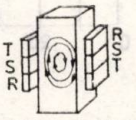
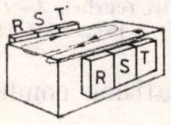
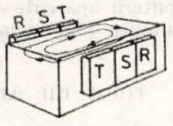
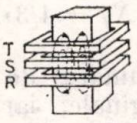
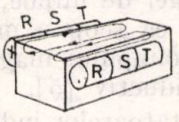
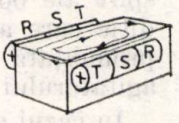
c. *Agitatoare inductive utilizate în turnarea, continuă a oțelului.* Instalația de turnare continuă a oțelului cu conducere orizontală (fig. 7) se compune din oala de turnare, pîlnia intermediară *1* prevăzută cu un orificiu de turnare, cristalizatorul *2* răcit intens cu apă și care are profilul produsului turnat, rolele *3* de antrenare, ghidare și îndreptare, la capătul instalației găsindu-se stația de debitare. Agitatorul inductiv *4* este alcătuit dintr-o succesiune de bobine dispuse și orientate astfel încît să ia naștere un cîmp magnetic ce se deplasează în sens invers curgerii metalului. Rolele ce se găsesc sub agitatorul inductiv sînt executate din oțel nemagnetic.

Diferitele modalități de realizare a agitatorului inductiv, ca și mișcările obținute în metal sînt reprezentate în tabelul 1.

2. Principalii parametri constructivi ai instalațiilor de amestecare prin inducție electromagnetică

Înfășurarea agitatorului inductiv se execută *bifazat* ($m = 2$) și *bipolar* ($p = 1$), din considerente legate de micșorarea scăderii cîmpului magnetic în întrefier, respectiv a reducerii curentului de magnetizare.

Tabelul 1[11]

Tipul agitatorului	Mișcarea (utilizare)	Caracterul mișcării (3 faze R-S-T)	
		Conexiune simetrică	Conexiune în opoziție
Circular	Circulară (lingouri, blumuri)		
Liniar	Verticală (blumuri tagle)		
Liniar	Orizontale (tagle)		
Tubular	Verticală (lingouri, blumuri)		—
Tubular	Orizontală (tagle)		

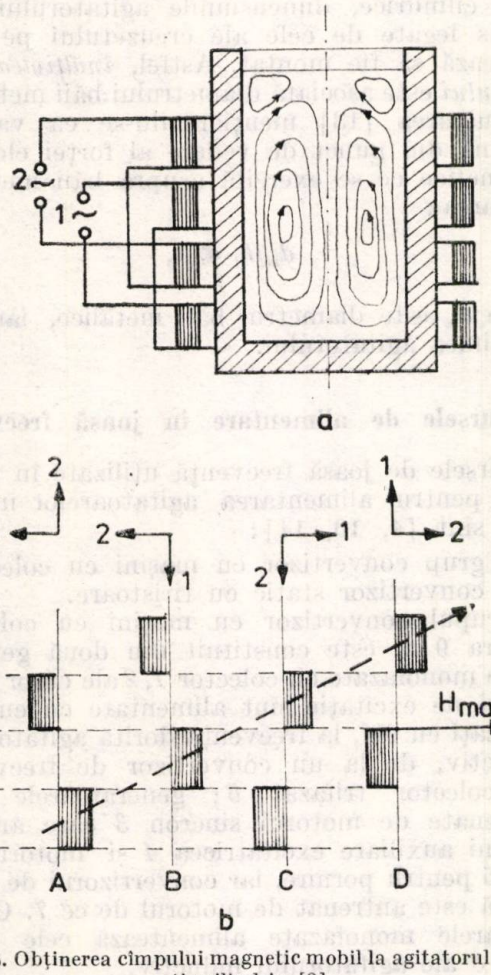


Fig. 6. Obținerea cîmpului magnetic mobil la agitatorul inductiv cilindric [8].

Repartiția *inducției magnetice în întrefier, la* suprafața agitatorului inductiv, are cunoscuta variație cosinusoidală :

$$B = B_{max} \cos(\omega_1 t - \alpha y),$$

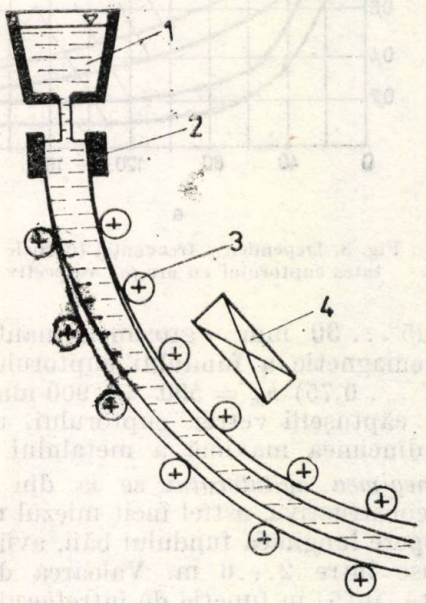


Fig. 7. Instalație de turnare continuă a oțelului cu conducere orizontală [11].

în care $\alpha = \pi/\tau$, τ fiind pasul polar al înfășurării agitatorului, iar ω — pulsația curentului inductor.

Intensitatea cîmpului magnetic H_{max} la suprafața agitatorului inductiv este cuprinsă între limitele 120 000 ... 200 000 A/m [4 ; 5].

Puterea aparentă S absorbită de agitatorul inductiv este dependentă de capacitatea cuptorului G.

Frecvența tensiunii de alimentare f se alege suficient de scăzută, pentru reducerea pierderilor prin curenți turbionari în elementele metalice constructive, dar în același timp destul de ridicată pentru obținerea unor forțe electromagnetice motoare suficiente pentru amestecarea optimă a întregii băi metalice. În figura 8 sînt prezentate valorile frecvenței și puterii aparente specifice în funcție de capacitatea cuptoarelor cu arc, respectiv a creuzetelor cilindrice. Pentru instalațiile de amestecare prin inducție electromagnetică utilizate în turnarea continuă a oțelului se recomandă frecvența industrială de 50 Hz [4].

Întrefierul agitator inductiv — baie metalică constituie o caracteristică principală, prin mărimea sa deosebită, în special la cuptoarele cu arc. Mărimea întrefierului la aceste cuptoare este [5] :

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 = 375 \ldots 1\,000 \text{ mm}, \quad (2)$$

în funcție de capacitatea cuptorului, în care $\Delta_1 = 50 \ldots 70$ mm este distanța de la suprafața înfășurării agitatorului pînă la fundul cuptorului,

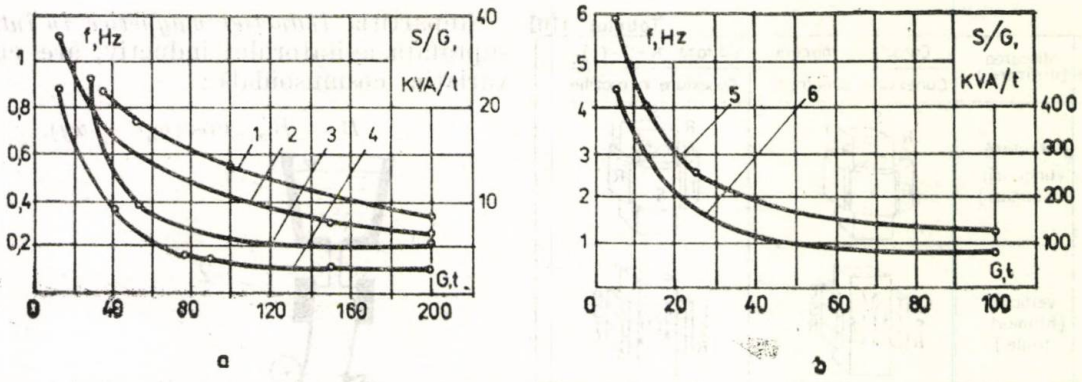


Fig. 8. Dependen frecvenței (curbele *1—2—5*) și a puterii aparente specifice (curbele *3—4—6*) de capacitatea cuptorului cu arc (*a*), respectiv a creuzetului cilindric (*b*); curbele *1—3* [5]; *2—4* [12] *5—6* [8].

$\Delta_2 = 25 \ldots 30$ mm — grosimea mantalei din oțel nemagnetic a fundului cuptorului, $\Delta_3 = (0{,}7 \ldots 0{,}75)\ h_m = 500 \ldots 900$ mm — grosimea căptușelii vetrei cuptorului, unde h_m este adîncimea maximă a metalului în baie.

Lumegimea agitatorului se ia din considerente constructive, astfel încît miezul magnetic să acopere lungimea fundului băii, avînd valori cuprinse între 2...6 m. Valoarea de calcul indicată în[5] în funcție de întrefierul Δ este:

$$l_i = (5 \ldots 6)\Delta, \tag{3}$$

și corespunde unei atenuări admisibile a inducției magnetice la fundul băii metalice.

Lățimea agitatorului are valori cuprinse în limitele 0,7...2 m, fiind determinată în raport cu următoarele mărimi [5]:

— lungimea agitatorului:

$$b_i = (0{,}2 \ldots 0{,}25)\ l_i; \tag{4,a}$$

— diametrul inferior al băii metalice:

$$b_i = (0{,}4 \ldots 0{,}5)\ D_{inf}; \tag{4,b}$$

— întrefierul agitator-baie:

$$b_i = (1 \ldots 1{,}2)\Delta. \tag{4, c}$$

Miezul magnetic se poate executa fără dinți, întrucît influența acestora asupra cîmpului magnetic din baie nu se resimte în mod practic. Grosimea miezului magnetic se alege astfel încît inducția magnetică în miez să nu depășească 1...1,2 Wb/m² [5], pentru limitarea pierderilor prin histerezis și curenți turbionari. Întrucît inducția magnetică în partea de mijloc a miezului este mai mare decît spre capete, înălțimea și forma secțiunii miezului magnetic vor fi variabile în lungul agitatorului inductiv [4, 5].

Numărul de spire al bobinelor celor două faze ale înfășurării agitatorului inductiv al cuptoarelor cu arc satisfac condiția:

$$N_I = 4/3 \cdot N_{II}, \tag{5}$$

unde N_I este numărul de spire ale bobinelor secționate, marginale, iar N_{II} — numărul de spire ale bobinei de mijloc, nesecționată, condiție care are ca scop o micșorare mai puțin pronunțată a cîmpului magnetic spre capetele agitatorului inductiv [5].

În cazul agitatoarelor inductive pentru creuzete cilindrice, dimensiunile agitatorului sînt strîns legate de cele ale creuzetului pe care urmează să fie montat. Astfel, *înălțimea agitatorului* este asociată diametrului băii metalice, în lucrarea [13] menționîndu-se ca valoare optimă din punct de vedere al forței electromagnetice ce se exercită asupra băii metalice valoarea:

$$d_m/h_i \ll 1, \tag{6}$$

unde d_m este diametrul băii metalice, iar h_i — înălțimea agitatorului.

3. Sursele de alimentare în joasă frecvență

Sursele de joasă frecvență utilizate în practică pentru alimentarea agitatoarelor inductive sînt [4, 10, 14]:

— grup convertizor cu mașini cu colector;
— convertizor static cu tiristoare.

Grupul convertizor cu mașini cu colector (figura 9 a) este constituit din două generatoare monofazate cu colector *1, 2* ale căror înfășurări de excitație sînt alimentate cu curenți defazați cu 90°, la frecvența dorită agitatorului inductiv, de la un convertizor de frecvență cu colector trifazat *6*; generatoarele sînt antrenate de motorul sincron *3* care are ca mașini auxiliare excitatricea *4* și motorul de c.c. *5* pentru pornire, iar convertizorul de frecvență este antrenat de motorul de cc *7*. Generatoarele monofazate alimentează cele două faze *8* ale agitatorului inductiv.

Convertizorul static cu tiristori, figura 9b, conține un transformator de putere *1*, redresorul trifazat în punte *2*, la ieșirea căruia sînt cuplate două invertoare-generatoare de joasă frecvență *3*, *4* ce alimentează fazele *5* ale agi-

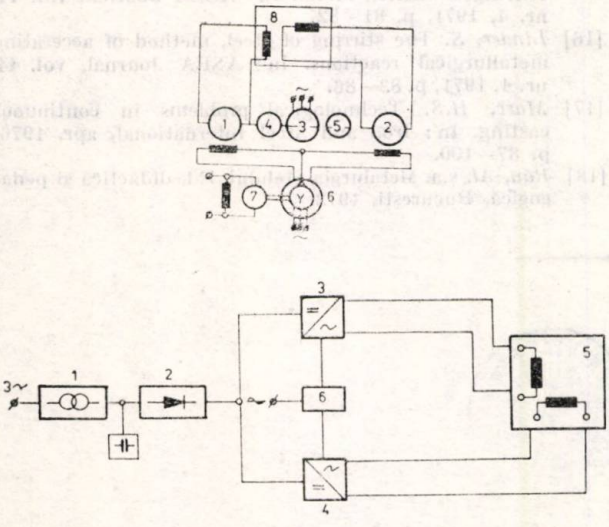


Fig. 9. *a* — Instalația convertizoare mașini cu colector [14]; *b* — schema de principiu a convertizorului static cu tiristori [4].

tatorului inductiv. Blocul de comandă *6* primește un semnal de referință, de frecvența joasă dorită, și comandă cele două invertoare, generatoare *3*, *4*, astfel încît tensiunile de alimentare a fazelor înfășurării agitatorului să fie defazate cu $\pi/2$; cu un asemenea convertizor de frecvență se pot modifica simultan amplitudinea și frecvența tensiuinii de ieșire. Ameliorarea factorului de putere se realizează prin condensatoarele *7*.

4. Eficiența economică

Rezultatele cercetărilor experimentale privind îmbunătățirile obținute prin utilizarea amestecării prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit sînt prezentate pe larg într-o serie de lucrări, menționînd [15, 16, 17].

Elaborarea oțelului în cuptorul electric cu arc se face după procedeul bazic. Tehnologia de elaborare expusă în [18] are următoarele etape principale: topirea, afinarea (fierberea), dezoxidarea, desulfurarea, alierea și turnarea. Amestecarea băii metalice se face pentru accelerarea și ușurarea tragerii zgurelor, uniformizarea temperaturii și compoziției chimice a metalului, intensificarea proceselor de dezoxidare și aliere.

În general, agitatorul inductiv se conectează, cu mici întreruperi, începînd cu circa 30 minute înainte de sfîrșitul topirii, pînă la turnare, folosirea sa prezentînd avantaje nete în fiecare perioadă caracteristică procesului de elaborare.

Consumul de energie electrică al agitatorului inductiv este de 10...20 kWh/t, adică numai 3% din cheltuielile pentru topirea oțelului.

Economia de timp este asociată cu o economie de energie electrică prin scurtarea duratei unei șarje și, implicit, reducerea pierderilor termice, asigurînd amortizarea cheltuielilor de instalare a agitatoarelor inductive într-un timp deosebit de scurt, de 1,5...3 ani.

Degazarea sub vid a oțelurilor înalt aliate utilizînd agitatoare inductive pentru amestecarea metalului în baie se efectuează în principal după metoda ASEA-SKF. Avantajele utilizării agitatorului inductiv sînt legate de îmbunătățirea calității oțelurilor și mărirea producției; completînd un cuptor electric cu arc cu o oală pentru degazarea sub vid se obține o creștere a producției cu circa 50%, degazarea, afinarea și finisarea unei șarje, care se efectuează în oală putîndu-se face în același timp cu topirea șarjei următoare în cuptorul cu arc.

Și în *turnarea continuă a oțelului*, utilizarea agitatorului inductiv este însoțită de îmbunătățiri calitative: ameliorarea structurii interne prin reducerea segregației și porozității, creșterea purității oțelului, îmbunătățirea calității suprafeței și a stratului imediat următor.

Concluzii

Expunerea unitară și succintă a principalelor elemente legate de instalațiile de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în metalurgie permite stabilirea cadrului necesar dezvoltării aspectelor teoretice cu privire la pătrunderea cîmpului electromagnetic în băile metalice supuse amestecării. Rezolvarea analitică a sistemului ecuațiilor magnetohidrodinamice ce caracterizează mișcarea fluidelor conductoare în cîmp magnetic constituie obiectul părții a II-a a acestui articol.

Bibliografie

[1] *Pop, Fl.* Uber die electromagnetischen Kräfte beim induktiven Rührem von Schmelzbädern. În: Gas-Wärme- International, Ian/Febr. nr. 1/2, 1976, p. 43—46.

[2] *Dreyfus, L.* An Induction Stirrer for Arc Furnaces. In: ASEA-Journal, **vol. 23**, 1950, p. 46—54 și Radex-Rundschau, **vol. 5**, 1952, p. 191—199.

[3] *Sundberg, Y.* Principles of the induction stirrer. In: ASEA Journal, **vol. 44**, nr. 4, 1971, p. 71—80.

[4] *** Prospecte ale firmei ASEA-Suedia.

[5] *Okorokov, N.N.* Elektromagnitnoe peremeșivanie metalla v dugovîh staleplavilnîh peciah. Metallurghizdat, 1961.

[6] *Dötsch, E., Hegewaldt, F.* Zum Einsatz des Induktionstiegelofens für die Stahlerzeugung, In: Elektrowärme International **33**, B5 Okt, 1975, p. B248—B253.

[7] *Hammarlund, P.E.* ș.a. Agitarea prin inducție a băii în cuptoarele electrice cu arc, trad. din l. rusă. În: Industria metalurgică, **vol. 9**, nr. 2, febr. 1961, caiet selectiv, p. 75—84.

[8] *Sundberg, Y.* Chauffage et brassage inductifs du bain des poches de coullée. In : ASEA Revue, **an. 39**, nr. 3, 1967, p. 62—66.
[9] *Pop, Fl.* ș.a. Instalațiile de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în metalurgie. In : Metalurgia, **an. XXX**, nr. 4, apr. 1978, p. 240—242.
[10] *Stikler, H.* Equipement électrique pour le procédé ASEA-SKF. In : ASEA Revue. **an. 39**, nr. 1, 1967, p. 6—9.
[11] *Marr, H.S.* Electromagnetic stirring : stepping stone to improved continuously cast products. In : Iron and Steel International, Febr. 1979, p. 29—41.
[12] *Ericson, Ake.* The ASEA-SKF Ladle Furnaces. The Finishing Tool of all Steelmakers. In : ASEA 8556 Ea, **Reg. 663**, 1970.
[13] *Hanas, B.* Design and plant considerations of induction stirrers. In : ASEA Journal, **vol. 44**, nr. 4, 1971, p. 87—92.
[14] *Drobinin, Ia. I.* Preobrazovatelniie ustanovki nizkoi ciastoti. In : Izd. Energhiia, Moskva-Leningrad, 1965.
[15] *Fricson, Ake.* Metallurgical aspects of the induction stirring of molten metal. In : ASEA Journal, **vol. 44**, nr. 4, 1971, p. 81—82.
[16] *Linder, S.* The stirring of steel, method of accerating metallurgical reactions. In : ASEA Journal, **vol. 44**, nr. 4, 1971, p. 83—86.
[17] *Marr, H.S.* Technological problems in continuous casting. In : Iron and Steel International, apr. 1976, p. 87—100.
[18] *Rău, Al.* ș.a. Metalurgia oțelului. Ed. didactică și pedagogică, București, 1973.

E 2040

R REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 NR. 6 • AUGUST 1981

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 6 August 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.365.5

AGITATOR INDUCTIV
INTENSITATEA CÎMPULUI MAGNETIC
FORŢA ELECTROMOTOARE

Pop, Fl. : **Amestecarea prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit.**

Partea II-a. *Aspecte teoretice ale cîmpului electromagnetic în sistemul agitator inductiv — baie metalică.*

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 215

Sînt analizate aspecte teoretice ale cîmpului electromagnetic în întrefier şi baia metalică amestecată prin inducţie electromagnetică, în cazul agitatoarelor inductive liniare şi cilindrice.

CZ 621.313.2; 621.314.63

MOTOR DE C.C.
VARIABILE DE STARE
VÎRF DE CURENT

Ţigler, M., Cănescu, S. : **Comportarea în regim dinamic a motoarelor de c.c. din schemele de acţionări electrice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 225

În lucrare se determină comportarea în regim dinamic a motorului de c.c., rezolvînd ecuaţiile de stare ce caracterizează funcţionarea acestuia, considerat ca sistem liniar, prin două metode analitice, metoda matricei de tranziţie de stare şi metoda expansiunii modale.

S-a luat în consideraţie cazul alimentării motorului în c.c. neted, precum şi prin intermediul redresoarelor comandate.

CZ 621.374

CIRCUIT ELECTRIC
SURSE COMANDATE
NULORI

Iordache, M., Dumitriu, M. : **Asupra ecuaţiilor circuitelor electrice cu surse comandate şi nulori.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 230

Lucrarea prezintă o metodă directă şi sistematică de formulare a teoremelor lui Kirchhoff, ecuaţiilor în curenţi de buclă şi tensiunilor noratoarelor, ca şi ecuaţiilor în potenţialele nodurilor pentru un circuit electric care conţine orice tip de sursă comandată şi nulori.

CZ 621.3.045.59 : 621.313.39

ÎNFĂŞURĂRI SINUSOIDALE
SELSINE

Ciobanu, E. : **Înfăşurarea sinusoidală pentru armăturile maşinilor electrice cu simetrie axială.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 236

Lucrarea cuprinde o metodă de determinare a numărului de spire pe bobină a unei înfăşurări sinusoidale pentru armăturile maşinilor electrice cu simetrie axială.

CZ 621.3.013

FERITE
CIRCULATOARE DE MICROUNDE

Sajin, Gh. : **Analiza pierderilor în circulatoarele de microunde.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 239

Articolul face o trecere în revistă a pierderilor ce apar în circulatoarele de microunde. Aspectele considerate sînt: pierderile dielectrice în ferită, pierderile magnetice în ferită şi pierderile de conducţie în părţile conductoare ale dispozitivului. Se abordează posibilitatea reducerii acestor pierderi.

CZ 621.313

MOTOR PAS CU PAS
ÎNREGISTRATOARE

Toacşe, Gh. : **Micropăşirea — regimul de comandă optim al motorului pas cu pas în realizarea înregistratoarelor *xy*.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug. 1981, p. 246

Lucrarea tratează despre regimul optim de comandă a motorului pas cu pas în realizarea înregistratoarelor *xy*.

CZ 621.3.04 : 658.562

APARATE ELECTRICE DE COMUTAŢIE
FIABILITATE
INDICATORII STATISTICI

Panaite, Gh. : **Fiabilitatea şi rezistenţa la uzură a aparatelor electrice de comutaţie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** nr. 6, aug 1981, p. 258

Lucrarea evidenţiază aspectele caracteristice ale legăturii dintre parametrii de fiabilitate şi rezistenţa la uzură a aparatelor electrice de comutaţie, propunînd o serie de relaţii originale utilizabile în încercările industriale.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.365.5

ИНДУКТИВНЫЙ СМЕШИВАТЕЛЬ
ИНТЕНСИВНОСТЬ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА

Поп, Фл.: **Перемешивание электромагнитной индукцией ванн с расплавленным металлом.**

Часть II-ая: *Теоретические аспекты электромагнитного поля в системе индуктивный смешиватель — металлическая ванна.*

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 215

Анализируются теоретические аспекты электромагнитного поля в воздушном зазоре и металлической ванне, перемешиваемой электромагнитной индукцией, в случае индуктивных линейных и цилиндрических смешивателей.

УДК 621.313.2; 621.314.63

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ПАРАМЕТРЫ СОСТОЯНИЯ
ПИК ТОКА

Циглер, М., Кэнеску, С.: **Поведение в динамическом режиме двигателей постоянного тока в схемах электроприводов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 225

В работе определяется поведение двигателя постоянного тока в динамическом режиме при решении уравнения состояния, характеризующее работу двигателя, считаемого линейной системой, двумя аналитическими методами, методом матрицы перехода состояния и методом модальной экспансии.

Имелся в виду случай питания двигателя гладкого постоянного тока, а также через управляемые выпрямители.

УДК 621.374

ЭЛЕКТЕИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ
НУЛЁРЫ

Иордаке, М., Думитриу, М.: **Относительно уравнений электрических цепей с управляемыми источниками и нулёрами.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 230

Работа представляет систематический и непосредственный метод формулирования теорем Киркхофа, уравнений в токах петель и напряжений норатор, а также уравнений в потенциалах узлов для электрической цепи, которая содержит любого типа управляемый источник и нулёры.

УДК 621.3.045.59;.621.313.39

СИНУСОИДАЛЬНЫЕ ОБМОТКИ
СЕЛЬСИНЫ

Чиобану, Е.: **Синусоидальная обмотка для якорей электрических двигателей с аксиальной симметрией.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 236

Работа включает метод определения числа витков на катушке синусоидальной обмотки для якорей электрических двигателей с аксиальной симметрлей.

УДК 621.3.013

ФЕРРИТЫ
МИКРОВОЛНОВЫЕ ЦИРКУЛЯТОРЫ

Сажин, Г.: **Анализ потерь в микроволновых циркуляторах.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 239

Автор бегло останавливается на потерях, появляющихся в микроволновых циркуляторах. Учитываются следующие аспекты: диэлектрические потери в феррите, магнитные потери в феррите и потери проводимости в проводящих частях устройства. Расматривается возможность сокращения данных потерь.

УДК 621.313

ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Тоакше, Г.: **Микрошаг — оптимальный режим управления шагового двигателя в создании регистратора** *xy.*

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 246

В работе говорится об оптимальном режиме управления шагового двигателя в создании регистратора *xy.*

УДК 621.3.04: 658.562

КОММУТАЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ
НАДЕЖНОСТЬ
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ИНДУКТОРЫ

Панаите, Г.: **Надежность и устойчивость на износ коммутационных электрических аппаратов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 29,** № 6, август 1981, стр. 258

В работе, отмечаются характерные аспекты связи между параметрами надежности и устройчивости на износ коммутационных электрических аппаратов, и предлагается ряд оригинальных отношений, пригодных для промышленных испытаний.

INHALT

DK 621.365.5

INDUKTIVES ANREGER
INTENSITÄT DES MAGNETISCHEN FELDES
PHOTOELEKTROMOTORISCHE
KRAFT

Pop, Fl.: **Vermischung durch elektromagnetische Induktion des Schmelzmetallbad.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** Nr. 6, Aug. 1981, S. 215

Zweiter Teil. *Theoretische Aspekte des elektromagnetischen Feldes im induktiven Anregersystem — metallisches Bad.*

Es werden theoretische Aspekte des elektromagnetischen Feldes im Interferrikum und metallischen Bad vermischt durch elektromagnetische Induktion, im Falle der liniaren und zylinderförmigen induktiven Anreger, analysiert.

DK 621.313.2; 621.314.63

GLEICHSTROMMOTOR
ZUSTANDGRÖSSE
STROMSPITZE

Ţigler, M., Cănescu, S.: **Verhalten im dynamischen Bereich der Gleichstrommotoren aus den Schemas der elektrischen Antriebe.**

E.E.A. – **Electrotehnica 29,** Nr. 6, Aug. 1981, S. 225

In dem Beitrag wird das Verhalten in dynamischen Bereich des Gleichstrommotors bestimmt, indem man die Zustandsgleichungen, welche die Funktionsart derjenigen charakterisiert, löst, und wird als liniar-System angesehen undzwar durch zwei analytischen Methoden ; Methode der Zustandübertragungsmatrix und die Methode der modalen Ausdehnung.

Man hat den Fall der Motorspeicherung im Gleichstrom als auch durch den Gleichrichter in Betracht gezogen.

DK 621.374

STROMKREIS
BESTELLQUELLEN
NULLER

Iordache, M., Dumitriu, M. : **Uber die Stromkreisgleichungen mit Bestellquellen und Nuller.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, Nr. 6, Aug. 1981, S. 230

Der Beitrag stellt eine direkte und systematischen Methode der Formulierung des Kirchhoffstheorien, der Stromschleifengleichungen und der Notatorenspannungen, als auch Gleichungen in Knotenpotential für eine Stromkreis der jeden Typ der Bestellquellen und Nuller enthält, dar.

DK 621.3.045.59; 621.313.39

SINUSOIDALE WICKLUNG
GLEICHSTELLMOTOR

Ciobanu, E. : **Sinusoidale Wicklung für elektrische Maschinenarmatur mit axialer Symetrie.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, Nr. 6, Aug. 1981, S. 236

Die Arbeit umfasst eine Bestimmungsmethode der Windungennummer auf der Spule einer sinusoidalen Wicklung für die elektrische Maschinenarmatur mit axialer Symetrie.

DK 621.3.013

FERRIT
ZIRKULATOR DER MIKROWELLEN

Sajin, Gh. : **Verlustanalyse un Zirkulatoren mit Mikrowellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, Nr. 6 Aug. 1981 S. 239

Es werden die Verluste, die in Zirkulatoren mit Mikrowellen vorkommen, dargestellt. Die beachteten Aspekte sind folgende : Dielektrische Verluste in Ferrit, magnetische Verluste in Ferrit und die Verluste der Leitung in den Teilen der Leitung der Vorrichtung. Es wird eine Verminderung der Möglichkeit dieser Verluste in Betracht gezogen.

DK 621.313

SCHRITTMOTOR
SCHREIBER

Toacşe, Gh. : **Mikroschnitt — Optimaler Steuerungsbereich des Schrittmotors in der Erfüllung der Schreiber *xy*.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, Nr. 6, Aug. 1981, S. 246

Die Arbeit befasst sich mit einem optimalen Steurungsbereich des Schrittmotors in der Erfüllung der Schreiber *xy*.

DK 621.3.04; 658.562

ELECTRISCHE SCHALTUNGSAPPARATE
ZUVERLÄSSIGKEIT
STATISTICHE ZEIGER

Panaite, Gh. : **Zuverlässigkeit und Verschleissfestigkeit der elektrischen Schaltungsapparate.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, Nr. 6, Aug. 1981 S. 258

Der Beitrag hebt charakteristische Aspekte der Verbindungen zwischen den Zuverlässigkeitsparameter und Verschleissfestigkeit der elektrischen Schaltungsapparate hervor, indem er originelle, brauchbare Verbindungen in industrielle Versuche darbietet.

CONTENTS

DC 621.365.5

INDUCTIVE AGITATOR
MAGNETIC FIELD INTENSITY
ELECTROMOTIVE FORCE

Pop. Fl. : **Mixing of melting baths by electromagnetic induction.**
Part II : *Theoretical Aspects of the Electromagnetic Field in the Inductive Stirrer — Metal Bath System*

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, no. 6, Aug. 1981, p. 215

There are analyzed theoretical aspects of the electromagnetic field in the air gap and the metal bath mixed by electromagnetic induction, for linear and cylindrical inductive stirrers.

DC 621.313.2; 621.314.63

D. C. MOTOR
STATE VARIABLES
CURRENT PEAK

Ţigler, M., Cănescu, S. : **The behaviour in dynamic conditions of D. C. motors in electric drive circuits.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, no. 6, Aug. 1981, p. 225

The paper determines the behaviour in dynamic conditions of a d.c. motor, solving the state equations that characterize its operation, considered as a linear system, using two analytical methods i.e. the state transition method and the mode expansion method.

There was considered the case of feeding the motor with d.c. as well as by means of controlled rectifiers.

DC 621.374

ELECTRIC CIRCUIT
CONTROLLED SOURCE
NULLERS

Iordache, M., Dumitriu, M. : **On the equations of electric circuits with controlled sources and nullers.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, no. 6, Aug. 1981, p. 230

The paper presents a direct and systematic method of formulating the Kirchhoff's theorems, the equations of loop--currents and norator voltages, as well as the equations of node potentials for an electric circuit that incorporates any type of controlled source and nullers.

DC 621.3.045.59; 621.313.39

SINUSOIDAL WINDINGS
SELSYNS

Ciobanu, E. : **Sinusoidal windings for electric machine armature with rotational symmetry.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, no. 6, Aug. 1981, p. 236

The paper includes a method of determination of the number of turns on a coil a sinusoidal winding for the electric machine armature with rotational symmetry.

DC 621.3.013

FERRITES
MICROWAVE CIRCULATORS

Sajin, Gh. : **Analysis of losses in microwave circulators.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 29, no. 6, Aug. 1981, p. 239

There are reviewed the losses ocourring in microwave circulators. The aspects considered are : dielectric losses in ferrite, magnetic losses in ferrite and conduction losses in the conducting parts of the device. There is approached the possibility of reducing these losses.

CD 621.313

STEP-BY-STEP MOTOR
RECORDERS

Toacşe, Gh. : **Step-by-step stepping : Optimal control conditions step-by-step motor in the realization of *xy* recorders.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, no. 6, Aug. 1981, p. 246

The paper deals on the optimal control conditions of a step-by-step motor in the realization of *xy* recorders.

CD 621.3.04 : 658.562

ELECTRIC SWITCH APPARATUS
RELIABILITY
STASTISTIC INDICATOR

Panaite, Gh. : **Reliability and durability of electric switch apparatus.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, no. 6, Aug. 1981, p. 258

The paper points out the characteristic aspects of the relation between the reliability factors and the durability of electric swith apparatus, suggesting several original relations that can be used in industrial tests.

SOMMAIRE

CD 621.365.5

AGITATEUR INDUCTIF
INTENSITÉ DU CHAMP
MAGNÉTIQUE
FORCE ÉLECTROMOTRICE

Pop, Fl. : **Mélange par induction électromagnétique des bains de métal fondu.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 215

IIème partie : *Aspects théoriques du champ électromagnétique dans le système agitateur inductif — bain métalique.*

On analise les aspects théoriques du champ électromagnétique dans l'entrefer et le bain de métal melangé par induction électromagnetique, lorsqu'on utilise un agitateur inductif linéaire ou cylindrique.

CD 621.313.2 ; 621.314.63

MOTEUR À COURANT CONTINU
VARIABLE D'ÉTAT
POINTE DE COURANT

Ţigler, M., Cănescu, S. : **Le comportament en régime dynamique des moteurs à courant continu des réseaux d'entraînement électrique.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 225

L'ouvrage présente le comportement en régime dynamique des moteurs à courant continu et en même temps on donne les solutions des équations d'état qui caractérisent le fonctionnement du moteur consideré comune un systeme linéaire ; on utilise deux méthodes analytiques : la méthode de la matrice d'état transitoire et la méthode de l'expansion modale.

On étudie le cas de l'alimentation du moteur en courant continu et aussi l'alimentation par redresseurs commandés.

CD 621.374

CIRCUIT ÉLECTRIQUE
SOURCES COMMANDÉE
NOULEURS

Iordache, M., Dumitriu, M. : **On présente les équations des circuits électriques à source commandé et nouleurs.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 230

L'ouvrage présente une méthode directe et systématique pour formuler les théorèmes de Kirchhoff, des équations des courants de boucle et des tensions des norateurs et aussi les équations des potentiels de noeuds. Cette méthode s'applique dans le cas du circuit électrique qui possède n'importe quel type de source commandé ou de nouleurs.

CD 621.3.045.59 : 621.313.39

ENROULEMENT SINUDSOÏDAL
SELSYN

Ciobanu, E. : **Enroulement sinusoïdal pour les armatures pour les machines électriques à symétrie axiale.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 236

L'ouvrage presente une méthode qui permet de determiner le nombre de spires se trouvant sur la bobine d'un enroulement sinusoïdal des armatures des machines électriques à symétrie axiale.

CD 621.3.013

FERRITE
DISPOSITIF À MICRO-ONDES

Sajin, Gh. : **L'analyse des pertes dans les dispositifs à micro-ondes.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 239

On considère les pertes diélectriques dans la ferrite, les pertes magnetiques dans la ferrite et les pertes par conductivité des régions conductives du dispositif. On analise les posibilités de dimineur ces pertes.

CD 621.313

MOTEUR PAS À PAS
TRACEUR

Toacşe, Gh. : **Le micro-pas-l'optimum du régime de commande moteur pas à pas dans le cadre de la réalisation des traceurs *xy*.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 246

L'ouvrage presente des considérations sur l'optimum du régime de commande du moteur pas à pas emploié à la réalisation des traceur *xy*.

CD 621.3.04 ; 658.562

APPAREILS ELECTRIQUES DE
COMMUNICATION
FIABILITÉ
INDICATEURS STATISTIQUES

Panaite, Gh. : **La fiabilité et la résistence à l'usure des appareils electriques de commutation.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, Nr. 6, août 1981, p. 258

L'ouvrage met en évidence les aspects charactéristiques de la rélation entre les paramètres de fiabilité et la resistence à l'usure des appareils electriques de commutation. On présente une série de relations originalles qui peuvent être utilisées dans les essais industriels.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELETRONICE

Electrotehnica nr. 6

CZ 621.365

AGITATOR INDUCTIV
INTENSITATEA CÎMPULUI MAGNETIC
FORŢA ELECTROMAGNETICĂ

Amestecarea prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit

Partea II-a: *Aspecte teoretice ale cîmpului electromagnetic în sistemul agitator inductiv—baie metalică*

FLORIN POP * — CLUJ-NAPOCA

În literatura tehnică de specialitate sînt prezentate aspecte disparate referitoare la teoria cîmpului electromagnetic în instalaţiile de amestecare prin inducţie electromagnetică a băilor metalice şi sînt date elemente de proiectare, fără a se realiza corelarea acestora.

Lucrarea de faţă cuprinde rezolvarea analitică a ecuaţiilor cîmpului electromagnetic în băile de metal topit amestecate prin inducţie electromagnetică în două ipoteze de calcul şi anume una simplificată, cînd nu se ia în consideraţie reacţia curenţilor induşi în baie asupra cîmpului magnetic inductor şi cea de a doua, mai generală, cu luarea în consideraţie a acestei reacţii. Un obiectiv principal al rezolvării ecuaţiilor cîmpului electromagnetic l-a constituit stabilirea relaţiilor de calcul pentru forţele electromagnetice ce se exercită în baia metalică supusă amestecării.

1. Ecuaţiile magnetohidrodinamicii

Mişcarea fluidelor conductoare în cîmp magnetic este descrisă de sistemul de ecuaţii al magnetohidrodinamicii, care cuprinde atît ecuaţiile cîmpului electromagnetic, cît şi ecuaţiile hidrodinamice [1; 2; 3; 4].

Ecuaţiile cîmpului electromagnetic, respectiv ecuaţiile lui Maxwell sînt [5; 6];

$$\text{rot}\ \bar{H} = \bar{J}, \tag{1}$$

$$\text{rot}\ \bar{E} = -\partial\bar{B}/\partial t, \tag{2}$$

$$\text{div}\ \bar{B} = 0, \tag{3}$$

$$\text{div}\ \bar{E} = 0, \tag{4}$$

la care se adaugă relaţiile :

$$\bar{B} = \mu\bar{H}, \tag{5}$$

$$\bar{J} = \sigma[\bar{E} + (\bar{v} \times \bar{B})], \tag{6}$$

considerate într-un fluid conductor omogen, cu conductivitate σ şi permitivitate magnetică μ constante, deplasîndu-se cu viteza $\bar{v}$ în raport cu sistemul de coordonate fix.

În cazul fluidelor conductoare incompresibile şi vîscoase, ecuaţiile hidrodinamice se simplifică [2]. Ecuaţia continuităţii devine :

$$\text{div}\ \bar{v} = 0, \tag{7}$$

* Institutul politehnic — Cluj-Napoca

iar ecuaţia mişcării fluidului (ecuaţia Navier — Stokes) este :

$$d\bar{v}/dt = -\text{grad } p + \rho\bar{g} + \bar{F}' + \eta\nabla^2 v + \bar{J}\times\bar{B}, \tag{8}$$

în care ρ este masa specifică a fluidului ; g — acceleraţia gravitaţională ; η — coeficientul de viscozitate dinamică a fluidului ; $\bar{J}\times\bar{B}$ — forţa de natură electromagnetică ce acţionează asupra fluidului din unitatea de volum ; $\bar{F}'$ — forţa de altă natură care acţionează asupra fluidului din unitatea de volum (dacă singura forţă exterioară este gravitatea, $F' = 0$).

La aceste ecuaţii se mai adaugă ecuaţia conservării energiei [3] :

$$\text{div } [(H_i + v^2/2)\rho\bar{v}] - (\bar{J}\times\bar{B})\,\bar{v} - J^2/\sigma = 0, \tag{9}$$

în care H_i este entalpia fluidului ; ecuaţia este scrisă în ipoteza că apare căldură numai datorită transformării ireversibile prin efect Joule şi că există numai forţe de natură electromagnetică.

Ecuaţia (9) se utilizează în cazul în care interesează în mod special distribuţia temperaturii în fluid şi influenţa ei asupra mişcării fluidului.

Întrucît în ecuaţia (6) intră şi viteza de mişcare a fluidului, este evident că în mod riguros nu se poate determina cîmpul electromagnetic independent de mişcare, astfel că sistemul ecuaţiilor (1) ... (9) trebuie considerat în ansamblu. Expresia matematică a interacţiunii magnetohidrodinamice rezidă în ecuaţia (6) [1].

2. Ipotezele de calcul

Rezolvarea analitică simultană a sistemului ecuaţiilor (1)...(9) în cazul agitatoarelor inductive, cu luarea în considerare a variaţiilor reale ale mărimilor componente (viteza metalului în baie v, de exemplu) este practic imposibilă. Pentru a se putea obţine însă soluţii care să ilustreze interdependenţa dintre fenomenele magnetice şi hidrodinamice, se va lua în considerare o situaţie simplificată a sistemului agitator inductiv — baie metalică [7]. Dată fiind valoarea scăzută a vitezei metalului lichid în băile amestecate prin inducţie electromagnetică ($v = 0{,}2...0{,}9$ m/s), în vederea studierii cîmpului electromagnetic cele două sisteme de ecuaţii se vor separa, ca şi în cazul particular al fluidului în repaus, dar fără a neglija termenul ce conţine viteza din ecuaţia (6). Se determină întîi

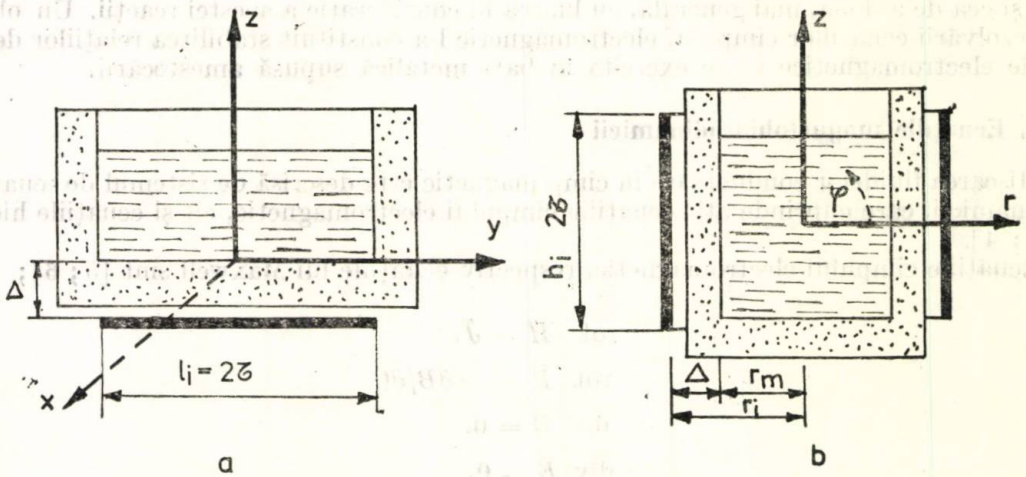


Fig. 1. Sistemul de referinţă pentru studiul distribuţiei cîmpului electromagnetic în întrefier şi baia metalică : *a* — agitator inductiv liniar ; *b* — agitator inductiv cilindric.

mărimile de stare locală ($\bar{H}$ şi $\bar{E}$, $\bar{J}$) ale cîmpului electromagnetic, considerînd o valoare medie v_{med} a vitezei de deplasare a metalului în baie şi apoi, cunoscînd variaţia acestor mărimi şi, implicit, variaţia forţei electromagnetice în baia metalică, se poate determina variaţia vitezei de deplasare a metalului în baie. În cadrul acestei lucrări ne vom limita la determinarea variaţiei forţei electromagnetice în baia metalică ; o metodă de analiză a variaţiei vitezei de deplasare a metalului în baie este prezentată în [8].

Calculele vor fi efectuate considerînd sistemul idealizat din figura 1.

După cum s-a putut observa din cele expuse în partea a I-a a lucrării, instalaţiile de amestecare prin inducţie electromagnetică sînt prevăzute cu două tipuri constructive de agitatoare induc-

tive : *liniar*, similar unui motor asincron liniar şi *cilindric*, similar unui inductor de topire de la cuptorul de inducţie cu creuzet.

În figura 1a este considerat sistemul agitator inductiv liniar — baie metalică, în care l_i este lungimea agitatorului, Δ — întrefierul sistemului. Sistemul de referinţă cartezian este astfel ales încît axa *oy* să fie în lungul fundului băii metalice, axa *oz* — orientată spre interiorul băii metalice, spre suprafaţa superioară, liberă, originea sistemului O — în centrul de simetrie al fundului băii metalice, direcţia axei *ox* rezultînd ca în figură.

În figura 1b este considerat sistemul agitator inductiv cilindric — baie metalică, în care h_i este înălţimea agitatorului , Δ — întrefierul sistemului, r_i, r_m — raza interioară a agitatorului, respectiv exterioară a băii metalice. Sistemul de referinţă cilindric este astfel ales încît originea sa să fie în centrul de simetrie al băii metalice, axa *oz* să fie orientată vertical, spre suprafaţa liberă a băii metalice, direcţia axei *or* şi a coordonatei φ rezultînd ca în figură.

În calcule se va neglija influenţa cîmpului magnetic de reacţie indus în mantaua metalică nemagnetică a cuptorului sau creuzetului asupra cîmpului magnetic inductor. Se consideră o mişcare a metalului în sensul de deplasare a cîmpului electromagnetic inductor, constantă în orice punct din baie şi egală cu o valoare medie $v = v_{med}$.

Înfăşurarea bifazată a agitatorului inductiv se ia în consideraţie prin amperspirele inductoare (pătura de curent) ale undei fundamentale la suprafaţa agitatorului inductiv :

Agitator liniar	Agitator cilindric
$a_{y1} = A_{max1} \cos(\alpha y - \omega_1 t)$,	$a_{z1} = A_{max1} \cos(\alpha z - \omega_1 t)$, (10)

în care $\alpha = \pi/\tau$, τ este pasul polar al înfăşurării agitatorului (în mod evident ; $l_i = 2\tau$, respectiv $h_i = 2\tau$) ; ω_1 — pulsaţia curentului inductor.

Se consideră pentru simplificare un cîmp plan — paralel, respectiv plan — meridian, cu neglijarea efectelor de capăt şi marginale.

Mărimile vectoriale ce intervin în studiul cîmpului electromagnetic, în condiţiile de studiu simplificate considerate (în sistemul de referinţă din figura 1) sînt :

— intensitatea cîmpului magnetic, respectiv inducţia magnetică :

$\bar{H} = \bar{j}H_y + \bar{k}H_z$;	$\bar{H} = \bar{e}_r H_r + \bar{e}_z H_z$; (11)
$\bar{B} = \bar{j}B_y + \bar{k}B_z$;	$\bar{B} = \bar{e}_r B_r + \bar{e}_z B_z$; (12)

— intensitatea cîmpului electric, respectiv densitatea curenţilor induşi :

$\bar{E} = \bar{i}E_x$;	$\bar{E} = \bar{e}_\varphi \bar{E}_\varphi$; (13)
$\bar{J} = \bar{i}J_x$;	$\bar{J} = \bar{e}_\varphi \bar{J}_\varphi$; (14)

— viteza metalului în baie :

$\bar{v} = \bar{j}v_y$,	$\bar{v} = \bar{e}_z v_z$, (15)

— forţa electromagnetică specifică (forţa electromagnetică ce acţionează pe unitatea din volumul băii metalice) :

$\bar{f}_{em} = \bar{J} \times \bar{B} = \bar{j} f_{emy} + \bar{k} f_{emz}$,	$\bar{f}_{em} = \bar{J} \times \bar{B} = \bar{e}_r f_{emr} + \bar{e}_z f_{emz}$. (16)

Distribuţia cîmpului electromagnetic în întrefier şi baia metalică se studiază în două ipoteze de calcul :

— se neglijează, într-o primă aproximaţie, influenţa curenţilor induşi în baia metalică asupra cîmpului magnetic produs de inductor (nu se ia în consideraţie „reacţia" curenţilor induşi), ceea ce permite determinarea aproximativă a distribuţiei cîmpului electromagnetic şi apoi se determină forţele electromagnetice specifice ce acţionează asupra metalului din baie, cu luarea în consideraţie a curenţilor induşi în baie ;

— se are în vedere influenţa curenţilor induşi în baia metalică asupra cîmpului magnetic produs de inductor, ceea ce permite determinarea mai exactă a distribuţiei cîmpului electromagnetic şi a forţelor electromagnetice specifice.

3. Determinarea aproximativă a cîmpului electromagnetic

Neglijarea influenţei curenţilor induşi în baia metalică asupra cîmpului magnetic inductor este echivalentă cu înlocuirea membrului drept al ecuaţiei (1) cu zero; se procedează la determinarea intensităţii cîmpului magnetic (1) şi (3) şi apoi a intensităţii cîmpului electric (2) şi (4). Cunoscînd valorile aproximative ale cîmpului electromagnetic ($\bar{H}$ şi $\bar{E}$), se determină densitatea de volum a forţei electromagnetice. Mărimile menţionate se consideră orientate conform celor expuse anterior.

a. Intensitatea cîmpului magnetic

În ipotezele făcute, intensitatea cîmpului magnetic verifică ecuaţiile:

$$\text{rot } \bar{H} = 0, \tag{17}$$

$$\text{div } \bar{H} = 0, \tag{18}$$

atît în întrefier, cît şi în baia metalică. În domeniul considerat, cîmpul magnetic $\bar{H}$ este, deci, un cîmp potenţial, putînd fi determinat din potenţialul magnetic scalar φ_m:

$$\bar{H} = -\text{grad } \varphi_m, \tag{19}$$

ce satisface ecuaţia lui Laplace:

$$\Delta\varphi_m = 0. \tag{20}$$

Condiţiile pe frontieră sînt următoarele:

— intensitatea cîmpului magnetic la suprafaţa liberă a băii metalice este nulă, adîncimea băii metalice considerîndu-se suficient de mare (tinde spre infinit):

— intensitatea cîmpului magnetic în axa verticală a băii are o valoare finită (fie ea nulă, pentru componenta radială H_r);

— intensitatea cîmpului magnetic la suprafaţa agitatorului inductiv (componenta H_y, respectiv H_z) este egală cu valoarea rezultată din pătura de curent (10);

— originea sistemului de referinţă se alege în centrul de simetrie al cîmpului magnetic, axa *oz*, respectiv *or* fiind axe de simetrie, astfel că intensitatea cîmpului magnetic are aceeaşi valoare pe cele două suprafeţe laterale:

$$y = \pm\, l_i/2. \qquad\qquad z = \pm\, h_i/2.$$

Întrucît cîmpul magnetic este un cîmp:

plan — paralel, | plan—meridian,

înseamnă că potenţialul acestui cîmp va fi de forma:

$$\varphi_m = \varphi_m(y, z), \qquad\qquad \varphi_m = \varphi_m(r, z),$$

ecuaţia (20) devenind:

$$\frac{\partial^2\varphi_m}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\varphi_m}{\partial z^2} = 0, \qquad\qquad \frac{\partial^2\varphi_m}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial\varphi_m}{\partial r} + \frac{\partial^2\varphi_m}{\partial z^2} = 0. \tag{21}$$

Rezolvînd ecuaţia (21) prin metoda separării variabilelor [5;10] şi avînd în vedere condiţiile pe frontieră menţionate se obţin expresiile componentelor intensităţii cîmpului magnetic [7; 11; 12]:

$$H_y = H_{max}\, e^{-\alpha(\Delta+z)} \cos(\alpha y - \omega_1 t),$$

$$H_z = H_{max}\, e^{-\alpha(\Delta+z)} \sin(\alpha y - \omega_1 t),$$

$$H_z = H_{max} \frac{I_0(\alpha r)}{I_0(\alpha r_i)} \cos(\alpha z - \omega_1 t); \quad (22)$$

$$H_r = H_{max} \frac{I_1(\alpha r)}{I_0(\alpha r_i)} \sin(\alpha z - \omega_1 t), \quad (23)$$

semnificaţia funcţiilor I_0 şi I_1 fiind dată în anexă.

Avînd intensitatea cîmpului magnetic, din (5) şi (13) se poate exprima inducţie magnetică.

b. Intensitatea cîmpului electric

Distribuţia intensităţii cîmpului electric în întrefier şi baia metalică se determină din sistemul de ecuaţii (2) şi (4). Dezvoltînd rotorul:

$$\operatorname{rot} \bar{E} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = \bar{j}\frac{\partial E_x}{\partial z} - \bar{k}\frac{\partial E_x}{\partial y},$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = \begin{vmatrix} \bar{e}_r & \bar{e}_y & \bar{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & rE_\varphi & 0 \end{vmatrix} = -\bar{e}_r \frac{\partial E_\varphi}{\partial z} + \bar{e}_z \left(\frac{E_\varphi}{r} + \frac{\partial E_\varphi}{\partial r} \right),$$

se obţine:

$$\bar{j}\frac{\partial E_x}{\partial z} - \bar{k}\frac{\partial E_x}{\partial y} = -\bar{j}\frac{\partial B_y}{\partial t} - \bar{k}\frac{\partial B_z}{\partial t},$$

$$-\bar{e}_r \frac{\partial E_\varphi}{\partial z} + e_z \left(\frac{E_\varphi}{r} + \frac{\partial E_\varphi}{\partial r} \right) = -\bar{e}_r \frac{\partial B_r}{\partial t} - \bar{e}_z \frac{\partial B_z}{\partial t},$$

ecuaţie vectorială echivalentă cu ecuaţiile scalare:

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} = \frac{\partial B_z}{\partial t},$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\frac{\partial B_y}{\partial t},$$

$$\frac{\partial E_\varphi}{\partial z} = \frac{\partial B_r}{\partial t},$$

$$\frac{E_\varphi}{r} + \frac{\partial E_\varphi}{\partial r} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}.$$

Rezolvarea acestora conduce la intensitatea cîmpului electric [7; 11; 12]:

$$E_x = \frac{\omega_1}{\alpha} B_{max}\, e^{-\alpha(\Delta+z)} \sin(\alpha y - \omega_1 t).$$

$$E_\varphi = -\frac{\omega_1}{\alpha} B_{max} \frac{I_1(\alpha r)}{I_0(\alpha r_i)} \sin(\alpha z - \omega_1 t). \quad (24)$$

Luînd în considerare (23) se obţine:

$$E_x = -\frac{\omega_1 \mu}{\alpha} H_z.$$

$$E_\varphi = -\frac{\omega_1 \mu}{\alpha} H_r. \quad (25)$$

c. Densitatea curenţilor induşi

Densitatea de curent J a curenţilor turbionari induşi în baia metalică se determină din (6), cu (15) şi (25), avînd succesiv:

$$\bar{v} \times \bar{B} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ 0 & v_y & 0 \\ 0 & B_y & B_z \end{vmatrix} = \bar{i}\, v_y B_z,$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{i}E_x + \bar{i}\, v_y B_z) = \bar{i}\, J_x,$$

$$J_x = \sigma(E_x + v_y B_z);$$

$$J_x = -\mu\sigma\left(\frac{\omega_1}{\alpha} - v_y\right) H_z,$$

$$J_x = -\frac{2k_s^2}{\alpha} H_z.$$

$$\bar{v} \times \bar{B} = \begin{vmatrix} \bar{e}_r & \bar{e}_\varphi & \bar{e}_z \\ 0 & 0 & v_z \\ B_r & 0 & B_z \end{vmatrix} = \bar{e}_\varphi\, v_z B_r,$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{e}_\varphi E_\varphi + \bar{e}_\varphi v_z B_r) = \bar{e}_\varphi J_\varphi,$$

$$J_\varphi = \sigma(E_\varphi + v_z B_r);$$

$$J_\varphi = -\mu\sigma\left(\frac{\omega_1}{\alpha} - v_z\right) H_r,$$

$$J_\varphi = -\frac{2k_s^2}{\alpha} H_r. \quad (26)$$

În relaţia (26) s-a introdus constanta :

$$k_s = \sqrt{\omega_1 \mu \sigma s/2}, \tag{27}$$

în care s este „alunecarea" băii de metal ce se deplasează cu viteza medie v_y, respectiv v_z, faţă de cîmpul magnetic ce se deplasează cu viteza :

$$v_1 = 2\tau f_1 = \frac{\omega_1}{\alpha}, \tag{28}$$

$$s = \frac{v_1 - v_y}{v_1} = \frac{\alpha}{\omega_1}\left(\frac{\omega_1}{\alpha} - v_y\right), \qquad s = \frac{v_1 - v_z}{v_1} = \frac{\alpha}{\omega_1}\left(\frac{\omega_1}{\alpha} - v_z\right). \tag{29}$$

d. Forţa electromagnetică

Densitatea de volum a forţei electromagnetice ce se exercită asupra băii metalice are componentele (16) date de produsul vectorial $\bar{J} \times \bar{B}$, astfel că se obţine :

$$\bar{f}_{em} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ J_x & 0 & 0 \\ 0 & B_y & B_z \end{vmatrix} = \bar{j}\,(-J_x B_z) + \bar{k} J_x B_y. \qquad \bar{f}_{em} = \begin{vmatrix} \bar{e}_r & \bar{e}_\varphi & \bar{e}_z \\ 0 & J_\varphi & 0 \\ B_r & 0 & B_z \end{vmatrix} = \bar{e}_r J_\varphi B_z + \bar{e}_z(-J_\varphi B_r). \tag{30}$$

Componenta după direcţia :

oy | oz

dirijată tangenţial la suprafaţa de pătrundere a cîmpului electromagnetic în baia metalică, denumită „forţă motoare" întrucît antrenează în mişcare metalul topit din baie, este cea care interesează în instalaţiile de amestecare prin inducţie electromagnetică :

$$f_{emy} = -J_x B_z, \qquad f_{emz} = -J_\varphi B_r. \tag{31}$$

Cu (26), această forţă este

$$f_{emy} = -\frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_z^2. \qquad f_{emz} = \frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_r^2. \tag{32}$$

Introducînd în expresia (32) intensitatea cîmpului magnetic (23) se obţine variaţia densităţii de volum a forţei electromagnetice „motoare" în baia metalică

$$f_{emy} = \frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_{max}^2\, e^{-2\alpha(\Delta+z)} \sin^2(\alpha y - \omega_1 t). \qquad f_{emz} = \frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_{max}^2 \left[\frac{I_1(\alpha r)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2 \sin^2(\alpha z - \omega_1 t). \tag{33}$$

Integrînd pe volumul V din baia metalică, aflat :

deasupra agitatorului de lăţime $b_i = 2b$, lungime $l_i = 2\tau$ şi înălţime $h \leqslant h_m$, unde h_m este înălţimea băii metalice, pentru :

$$x \in [-b\,;\ b];\ y \in [-\tau\,;\ \tau];\ z \in [0\,;h],$$

în interiorul agitatorului de înălţime $h_i = 2\tau$, pentru :

$$r \in [0\,;\ r_m];\ \varphi \in [0\,;\ 2\pi];\ z \in [-\tau\,;\ \tau], \tag{34}$$

elementul de volum fiind :

$$dv = dx\ dy\ dz, \qquad dv = r\ dr\ d\varphi\ dz,$$

se obţine valoarea forţei electromagnetice rezultante :

$$F_{emy_{med}} = \int_{-b}^{b}\int_{-\tau}^{\tau}\int_{0}^{h} f_{emy}\, dx\, dy\, dz \qquad F_{emz_{med}} = \int_{0}^{r_m}\int_{0}^{2\pi}\int_{-\tau}^{\tau} f_{emz}\, r\, dr\, d\varphi\, dz. \tag{35}$$

Dezvoltînd cele trei integrale parţiale rezultă :

$$F_{emy_{med}} = \frac{2\mu k_s^2 \tau b}{\varkappa^2} H_{max}^2 \, e^{-2\alpha\Delta}(1-e^{-2\alpha h})$$

$$F_{emz_{med}} = \frac{2\mu k_s^2 \pi^2 r_m^2}{\alpha^2} H_{max}^2 \left[\frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2 \cdot \left\{1 + \frac{2}{\alpha r_m} \cdot \frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)} - \left[\frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)}\right]^2\right\}. \quad (36)$$

Efectuînd integrala forţei electromagnetice (32) după direcţiile

ox şi oy | φ şi oz

se obţine forţa electromagnetică specifică în raport cu mărimea întrefierului Δ, socotită ca o forţă tangenţială ce se exercită asupra băii metalice la suprafaţa sa :

de fund ($z = 0$)

$$F'_{emy_{med}} = \int_{-b}^{b}\int_{-\tau}^{\tau} f_{emy}\, dx\, dy = \frac{F_{emy_{med}}}{dz};$$

$$F'_{emy_{med}} = \frac{4\mu k_s^2 \tau b}{\alpha} H_{max}^2 e^{-2\alpha\Delta}.$$

laterală ($r = r_m$)

$$F'_{emz_{med}} = \int_0^{2\pi}\int_{-\tau}^{\tau} f_{emz}\, r_m\, d\varphi\, dz = \frac{F_{emz_{med}}}{\bar{d}r}; \quad (37)$$

$$F'_{emz_{med}} = \frac{4\mu k_s^2 \tau\pi r_m}{\alpha} H_{max}^2 \left[\frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2. \quad (38)$$

4. Distribuţia cîmpului electromagnetic în întrefier şi baia metalică

Cîmpul electromagnetic în baia metalică este definit de sistemul complet de ecuaţii (1)...(6), luîndu-se astfel în considerare modificarea cîmpului magnetic sub influenţa curenţilor induşi în baie.

a. Intensitatea cîmpului magnetic

În întrefierul Δ vor fi verificate ecuaţiile (17), (18), intensitatea cîmpului magnetic fiind dată de expresiile (22), (23), pentru :

$z \in [-\Delta, 0]$, | $r \in [r_m, r_i]$.

Pentru determinarea intensităţii cîmpului magnetic în baie se pleacă de la ecuaţia (1), calculînd rotorul :

$$\text{rot rot } \bar{H} = \text{rot } \bar{J},$$

şi se obţine expresia :

$$\Delta\bar{H} = \mu\sigma\left[\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \text{rot}(\bar{H} \times \bar{v})\right],$$

echivalentă cu ecuaţiile scalare :

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = \mu\sigma\left[\frac{\partial H_y}{\partial t} - \frac{\partial (H_z v_y)}{\partial_z}\right],$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \mu\sigma\left[\frac{\partial H_z}{\partial t} - \frac{\partial (H_z v_y)}{\partial y}\right].$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \mu\sigma\left[\frac{\partial H_z}{\partial t} - v_z\left(\frac{1}{r} + \frac{\partial}{\partial r}\right) H_r\right], \quad (39)$$

$$\frac{\partial^2 H_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial H_r}{\partial r} + \frac{\partial^2 H_r}{\partial z^2} - \frac{H_r}{r^2} = \mu\sigma\left(\frac{\partial H_r}{\partial t} + v_z \frac{\partial H_r}{\partial z}\right). \quad (40)$$

Componenta H_z, respectiv H_r, se poate determina prin rezolvarea ecuaţiei (40), după care, prin dezvoltarea expresiei (3) se determină şi cealaltă componentă, dacă se doreşte.

Ecuaţiile menţionate se rezolvă mai uşor în complex. Intensitatea cîmpului magnetic la suprafaţa de pătrundere în baie se obţine din (23), făcînd :

$$z = 0,$$

$$H_{z_0} = -\hat{H}_{z_0} \sin(\alpha y - \omega_1 t),$$

$$\hat{H}_{z_0} = H_{max}\, e^{-\alpha\Delta},$$

$$\underline{H}_{z_0} = -\hat{H}_{z_0}\, e^{j(\alpha y - \omega_1 t)},$$

$$r = r_m,$$

$$H_{r_m} = \hat{H}_{r_m} \sin(\alpha z - \omega_1 t), \tag{41}$$

$$\hat{H}_{r_m} = H_{max} \frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}, \tag{42}$$

$$\underline{H}_{r_m} = \hat{H}_{r_m}\, e^{j(\alpha z - \omega_1 t)}. \tag{43}$$

Cu transformările obişnuite ale operaţiilor în complex, ecuaţia (40) devine :

$$\frac{\mathrm{d}^2 \underline{H}_z}{\mathrm{d}z^2} - \underline{\gamma}_l^2 \underline{H}_z = 0,$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 \underline{H}_r}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\frac{\mathrm{d}\underline{H}_r}{\mathrm{d}r} + \left(\underline{\gamma}_c^2 + \frac{-1}{r^2}\right)\underline{H}_r = 0, \tag{44}$$

în care s-a introdus mărimea :

$$\underline{\gamma}_l = \sqrt{\alpha^2 - j\omega_1 \mu\sigma s} = m_1 - jm_2,$$

$$\underline{\gamma}_c = j\underline{\gamma}_l = m_2 + jm_1, \tag{45}$$

$$m_1 = \sqrt{\frac{\alpha^2}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{\alpha^4 + 4k_s^4}}, \tag{46}$$

$$m_2 = \sqrt{-\frac{\alpha^2}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{\alpha^4 + 4k_s^4}}. \tag{47}$$

Condiţiile pe frontieră sînt :

— pentru $z = 0$, intensitatea cîmpului magnetic în baie are valoarea H_{z_0} dată de (23) :

$$H_z|_{z=0} = H_{z_0};$$

— pentru $z = h$, intensitatea cîmpului magnetic este nulă, deci

$$H_z|_{z=h} = 0,$$

unde $h \leqslant h_m$, dar suficient de mare pentru ca intensitatea cîmpului magnetic să devină practic nulă.

— pentru $r = r_m$, intensitatea cîmpului magnetic în baie are valoarea H_{r_m} dată de (23) :

$$H_r|_{r=r_m} = H_{r_m};$$

— pentru $r = 0$, intensitatea cîmpului magnetic (componenta H_r) este nulă, deci

$$H_r|_{r=0} = 0.$$

Rezolvarea ecuaţiei (44) conduce la soluţiile [7] :

$$H_z = -H_{max}\, e^{-\alpha\Delta} \cdot \sqrt{\frac{\mathrm{ch}\, 2m_1(h-z) - \cos 2m_2(h-z)}{\mathrm{ch}\, 2m_1 h - \cos 2m_2 h}} \sin(\alpha y - \omega_1 t)$$

$$H_r = H_{max} \frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)} \cdot \sqrt{\frac{U_1^2(\rho r, \varphi) + V_1^2(\rho r, \varphi)}{U_1^2(\rho r_m, \varphi) + V_1^2(\rho r_m, \varphi)}} \sin(\alpha z - \omega_1 t). \tag{48}$$

Semnificaţia termenilor U_1 şi V_1 este dată în anexă.

Avînd intensitatea cîmpului magnetic, din (5) se poate exprima inducţia magnetică.

b. Intensitatea cîmpului electric

Distribuţia intensităţii cîmpului electric în baia metalică se determină cu ajutorul relaţiei (2), exprimată în complex. Se obţin ecuaţiile :

$$\frac{\partial \underline{E}_x}{\partial y} = -j\omega_1\mu \frac{\underline{H}_{z_0}}{\mathrm{sh}(\underline{\Upsilon}_i h)} \mathrm{sh}[\underline{\Upsilon}_i(h-z)]; \qquad \frac{\partial \underline{E}_\varphi}{\partial z} = -j\,\omega_1\mu\,\underline{H}_{r_m} \frac{J_1(\underline{\Upsilon}_c r)}{J_1(\underline{\Upsilon}_c r_m)};$$

$$\frac{\partial \underline{E}_x}{\partial z} = \frac{\omega_1\mu}{\alpha} \frac{\underline{H}_{z_0}\cdot\underline{\Upsilon}_i}{\mathrm{sh}(\underline{\Upsilon}_i h)} \mathrm{ch}\,[\underline{\Upsilon}_i(h-z)], \qquad \frac{\underline{E}_\varphi}{r} + \frac{\partial \underline{E}_\varphi}{\partial r} = -\frac{\omega_1\mu}{\alpha}\underline{H}_{r_m}\underline{\Upsilon}_c \frac{J_0(\underline{\Upsilon}_c r)}{J_1(\underline{\Upsilon}_c r_m)},$$

a căror soluţie este :

$$\underline{E}_x = -\frac{\omega_1\mu}{\alpha}\underline{H}_z, \qquad \underline{E}_\varphi = -\frac{\omega_1\mu}{\alpha}\underline{H}_r, \tag{49}$$

valabilă şi în cazul în care mărimile sînt reale, prin revenirea de la scrierea în complex.

c. Densitatea curenţilor induşi

Densitatea de curent $\underline{J}$ a curenţilor turbionari induşi în baia metalică se determină în mod similar ipotezei de calcul prezentate anterior (punctul 3d), astfel că, avînd în vedere (45), se obţine :

$$\underline{J}_x = -\frac{2k_s^2}{\alpha}\underline{H}_z, \qquad \underline{J}_\varphi = -\frac{2k_s^2}{\alpha}\underline{H}_r, \tag{50}$$

expresie valabilă şi în cazul mărimilor reale.

d. Forţa electromagnetică

Introducînd în expresia densităţii de volum a forţei electromagnetice (32), intensitatea cîmpului magnetic (48) şi densitatea de curent (50) rezultă :

$$f_{emy} = \frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_{max}^2 e^{-2\alpha\Delta} \cdot \frac{\mathrm{ch}2m_1(h-z) - \cos 2m_2(h-z)}{\mathrm{ch}\,2\,m_1 h - \cos 2m_2 h} \cdot \sin^2(\alpha y - \omega_1 t).$$

$$f_{emz} = \frac{2\mu k_s^2}{\alpha} H_{max}^2 \left[\frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2 \cdot \frac{U_1^2(\rho r,\varphi) + V_1^2(\rho r,\varphi)}{U_1^2(\rho r_m,\varphi) + V_1^2(\rho r_m,\varphi)} \cdot \sin^2(\alpha z - \omega_1 t). \tag{51}$$

Efectuînd integrala (35) se obţine forţa electromagnetică rezultantă

$$F_{emy_{med}} = \frac{2\mu k_s^2 \tau b}{\alpha} H_{max}^2 e^{-2\alpha\Delta} \cdot \frac{\frac{1}{m_1}\mathrm{sh}\,2m_1 h - \frac{1}{m_2}\sin 2m_2 h}{\mathrm{ch}\,2\,m_1 h - \cos 2\,m_2 h}.$$

$$F_{emz_{med}} = 4\mu k_s^2 \tau^2 H_{max}^2 \left[\frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2 \cdot \frac{1}{U_1^2(\rho r_m,\varphi) + V_1^2(\rho r_m,\varphi)} \cdot \int_0^{r_m} r[\,U_1^2(\rho r,\varphi) + V_1^2(\rho r,\varphi)]\,dr. \tag{52}$$

Pentru efectuarea integralei se va recurge la metode numerice de integrare, utilizînd, de exemplu, formula trapezelor [10].

5. Concluzii

Studiul teoretic referitor la cîmpul electromagnetic în sistemele de amestecare prin inducţie electromagnetică, efectuat într-o dezvoltare matematică *unitară* pentru cele două tipuri de agitatoare — liniar şi respectiv cilindric, a fost posibil prin exprimarea mărimilor ce intervin în ecuaţiile diferenţiale ale intensităţii cîmpului magnetic astfel încît să conţină aceeaşi factori m_1 şi m_2. În urma dezvoltării matematice unitare, relaţiile de calcul ale principalelor mărimi ale cîmpului magnetic sînt asemănătoare pentru agitatorul inductiv liniar şi cilindric.

Introducerea unei ipoteze de calcul simplificată, cu neglijarea reacției curenților induși în baia metalică asupra cîmpului magnetic inductor a condus la obținerea unor relații de calcul simple, accesibile și care permit stabilirea rapidă, însă aproximativă a valorilor mărimilor cîmpului electromagnetic.

Dezvoltarea unei ipoteze de calcul mai generală, cu luarea în considerare a acestei reacții, a condus la determinarea unor relații de calcul originale, ce fac posibilă obținerea unei precizii de calcul mult îmbunătățită față de ipoteza de calcul simplificată.

În partea a III-a a lucrării se va prezenta o analiză întreprinsă asupra studiului teoretic, ce va stabili influența diferiților factori asupra variației diferitelor mărimi ale cîmpului electromagnetic (intensitatea cîmpului magnetic, forța electromagnetică) în sistemele de amestecare prin inducție electromagnetică, permițînd alegerea valorilor optime ale parametrilor constructivi și electrici, în vederea unei proiectări și exploatări judicioase; de asemenea se vor expune și unele verificări experimentale ale relațiilor de calcul obținute.

Anexă

1. Integrala $I=\int_0^{r_m} rI_1^2(\alpha r)\,dr$ din expresia (34) este de tip Lömmel. Formula de recurență ce permite efectuarea integralei, prezentată în [10] este:

$$\int_0^z z[J_\nu(kz)]^2\,dz=\frac{1}{2}z^2\left\{[J'_\nu(kz)]^2+\left[1-\frac{\nu^2}{(kz)^2}\right]J_\nu^2(kz)\right\},$$

în care:

$$J'_\nu(kz)=-\frac{\nu}{kz}J_\nu(kz)+J_{\nu-1}(kz).$$

Folosind relația de definiție a funcției Bessel de prima speță modificată, de ordinul ν:

$$I_\nu(z)=j^{-\nu}J_\nu(jz),$$

se obține succesiv:

$$I=\int_0^{r_m} rj_1^2(\alpha r)\,dr=\int_0^{r_m} r[-jI_1(j\alpha r)]^2\,dr=-\int_0^{r_m} rJ_1^2(j\alpha r)\,dr=-\frac{1}{2}r_m^2\left\{[J'_1(j\alpha r_m)]^2+\right.$$

$$\left.+\left[1-\frac{1}{(j\alpha r_m)^2}\right]\cdot J_1^2(j\alpha r_m)\right\};$$

$$I=\frac{1}{2}r_m^2\left[\frac{2I_0(\alpha r_m)I_1(\alpha r_m)}{\alpha r_m}+I_1^2(\alpha r_m)-I_0^2(\alpha r_m)\right]=r_m^2I_1^2(\alpha r_m)\left\{1+\frac{2}{\alpha r_m}\frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)}-\left[\frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)}\right]^2\right\},$$

care se introduce în (34).

2. Ecuația (44) este o ecuație diferențială de forma:

$$y''+\frac{a}{x}y'+\left(bx^n+\frac{c}{x^2}\right)y=0,$$

cu soluția generală [10]:

$$y=x^{\frac{1-a}{2}}Z_\nu\left(\frac{+2\sqrt{b}}{n+2}x^{\frac{n+2}{2}}\right),$$

în care:

$$\nu=\frac{\sqrt{(1-a)^2-4c}}{n+2}.$$

Întrucît $a=1$, $b=\underline{\Upsilon}_c^2$, $c=-1$, $n=0$, $\nu=1$, soluția ecuației (44) este

$$\underline{H}_r=Z_1(+\underline{\Upsilon}_c r)=\underline{A}\,J_1(+\underline{\Upsilon}_c r)+\underline{B}\,Y_1(+\underline{\Upsilon}_c r),$$

în care $J_1(+\underline{\gamma}_c r)$, $Y_1(+\underline{\gamma}_c r)$ sînt funcţiile Bessel, respectiv Neumann de ordinul unu, de argument complex $+\underline{\gamma}_c r$. Constantele $\underline{A}$ şi $\underline{B}$ se determină din condiţiile pe frontieră şi se obţine :

$$\underline{H}_r = \underline{H}_{r_m} \frac{J_1(+\underline{\gamma}_c r)}{J_1(-\underline{\gamma}_c r_m)}.$$

Funcţia Bessel de speţa întîi, ordinul unu cu argument complex se poate scrie ca sumă a doi termeni, unul real şi celălalt imaginar :

$$J_1(\rho r e^{j\varphi}) = U_1(\rho r, \varphi) + j\, V_1(\rho r, \varphi),$$

unde :

$$\rho = |+\underline{\gamma}_c| = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}; \quad \varphi = \text{arc tg}\frac{m_1}{m_2}.$$

Valorile celor doi termeni U_1 şi V_1 sînt tabelate în [13].

Bibliografie

[1] *Dragoş, I.* Magnetodinamica fluidelor, Ed. Academiei, Bucureşti, 1969.
[2] *Landau, L. D.* ş.a. Electrodinamica mediilor continue, Ed. tehnică, Bucureşti — 1968.
[3] *Nicolaide, A.* Producerea energiei electrice pe cale magnetohidrodinamică, Ed. tehnică, Bucureşti — 1968.
[4] *Okorokov, N.N.* Elektromagnitnoe peremeşivanie metalla v dugovîh staleplavilnih peciah, Metallurghizdat — 1961.
[5] *Simonyi, K.* Electrotehnică teoretică, Ed. tehnică, Bucureşti—1974.
[6] *Timotin, A.* ş.a. Lecţii de bazele electrotehnicii, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti — 1970.
[7] *Pop, Fl.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, 1980.
[8] *Golubev, N. K.* Kompensaţiia pulsiruiuscih polei i vîbor nekotorih parametrov statora dlia elektromagnitnovo peremeşivania metalliceskih rasplavov, In : Elektricestvo, nr. 10, 1966, p. 53—58.
[9] *Pop, Fl.* Uber die elektromagnetischen Kräfte beim induktiven Rührem von Schmelzbädern. In : Gas-Wärme-International, Ian/Febr. nr. 1/2, 1976, p. 43—46.
[10] *Angot, A.* Complemente de matematici, Ed. tehnică, Bucureşti — 1965.
[11] *Bromkamp, K—H.* Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominductoren und ihre elektrodynamischen Wirkungen, Dissertation TH Aachen, 1961.
[12] *Sundberg, Y.* Principles of the induction stirrer. In : ASEA Journal 1971, **vol 44**, nr. 4, p. 71—80.
[13] * * * Tabliţi funkţii Besselia v komplecsnoi oblasti, Moskva — 1963.

CZ 621.313.2;621.314.63

MOTOR DE C.C.
VARIABILE DE STARE
VÎRF DE CURENT

Comportarea în regim dinamic a motoarelor de c.c. din schemele de acţionări electrice

MATILDA ŢIGLER, SANDA CĂNESCU * — BUCUREŞTI

Comportarea în regim dinamic a motorului de c.c. cu excitaţie independentă în cadrul unui sistem de acţionare electrică prezintă un interes deosebit. În lucrare se determină comportarea în regim dinamic a motorului de c.c., rezolvînd ecuaţiile de stare ce caracterizează funcţionarea acestuia, considerat ca sistem liniar, prin două metode analitice; metoda matricei de tranziţie de stare şi metoda expansiunii modale. Pe baza acestora s-a calculat vîrful de curent absorbit de motoarele de c.c., comparînd cu rezultatele obţinute prin tehnica transformării Laplace şi cu cele experimentale.

S-a luat în considerare cazul alimentării motorului în c.c. neted precum şi prin intermediul redresoarelor comandate.

* Catedra de maşini electrice — Institutul politehnic — Bucureşti.

1. Ecuaţiile de stare ale motorului de c.c.

Comportarea motorului de c.c. cu excitaţie independentă este caracterizată de ecuaţiile, [1] :

$$\begin{cases} u = Ri + L\dfrac{di}{dt} + K\Omega \\ Ki = J\dfrac{d\Omega}{dt} + F\Omega + M_s, \end{cases} \tag{1}$$

în care : J este momentul de inerţie al ansamblului motor-sarcină, Ω-viteza unghiulară ; i — curentul prin rotor ; M_s — cuplul de sarcină care include şi cuplul corespunzător pierderilor în fier rotorice ale motorului ; K — coeficientul constant de proporţionalitate al tensiunii elec-

tromotoare cu viteza unghiulară Ω și respectiv al cuplului electromagnetic cu curentul rotoric i, $F\Omega$ — cuplul de frecări mecanice vîscoase (presupus proporțional cu viteza, F fiind un coeficient constant de proporționalitate). R și L reprezintă rezistența, respectiv inductivitatea din circuitul rotoric. La mașinile de c.c. cu excitație independentă, acestea înglobează efectul total al înfășurării rotorice, al înfășurării polilor auxiliari și eventual al înfășurării de compensare, dintre care prima are în general ponderea cea mai mare.

Sistemul de ecuații (1) este echivalent cu:

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = -\dfrac{R}{L} i - \dfrac{K}{L}\Omega + \dfrac{u}{L} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = \dfrac{K}{J} i - \dfrac{F}{J}\Omega - \dfrac{M_s}{J} \end{cases} \tag{2}$$

și acesta se poate scrie matriceal sub forma;

$$\begin{pmatrix} \dfrac{di}{dt} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{K}{L} \\ \dfrac{K}{J} & -\dfrac{F}{J} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i \\ \Omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dfrac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{J} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u \\ M_s \end{pmatrix}, \tag{3}$$

sau:

$$\dot{x} = Ax + Bv \tag{4}$$

în care:

$$A = \begin{pmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{K}{L} \\ \dfrac{K}{J} & -\dfrac{F}{J} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{J} \end{pmatrix};$$

$$x = \begin{pmatrix} i \\ \Omega \end{pmatrix}; \quad v = \begin{pmatrix} u \\ M_s \end{pmatrix}. \tag{5}$$

A este o matrice cu coeficienți constanți (2.2), iar x este o matrice coloană (2.1), constînd din două variabile de stare i și Ω.

Pentru rezolvarea ecuațiilor de stare (3) se indică două metode analitice; metoda matricei de tranziție de stare și tehnica expansiunii modale.

2. Matricea de tranziție de stare

Dacă în relația (4) se consideră inițial că matricea v este nulă, similar soluțiilor pentru ecuații diferențiale scalare, soluția ecuației (4) în acest caz este:

$$x(t) = e^{A(t-\tau)} \cdot x(\tau). \tag{6}$$

unde matricea e^{At} este o serie infinită de forma, [2]:

$$e^{At} = \exp(At) = I + At + \frac{A^2t^2}{2!} + \frac{A^3t^3}{3!} + \ldots \tag{7}$$

iar I este matricea unitate de ordinul doi.

Matricea $\Phi(t) = e^{At}$ este denumită matrice de tranziție de stare a sistemului descris de ecuațiile (4). Calculul său se poate realiza în diverse feluri, metodele principale fiind teorema lui Sylvester și tehnica Hamilton — Cayley, metoda seriilor infinite, etc.

În cazul cînd matricea v este diferită de zero, A reprezintă matricea esențială a sistemului, deoarece decide natura matricei de tranziție a stării sistemului, iar B este matricea de cuplare, indicînd cum se cuplează variabilele de stare la intrare. Soluția particulară propusă este $x_p = \Phi(t-\tau) \cdot U(t) \cdot x(\tau)$, astfel că soluția ecuației (4) devine:

$$x(t) = \Phi(t-\tau)\cdot x(\tau) + \Phi(t-\tau)\cdot U(t)\cdot x(\tau) = \Phi(t-\tau)[I - U(t)]\cdot x(\tau) = \Phi(t-\tau)\cdot Z(t), \tag{8}$$

unde τ este un moment de timp fixat și $Z(t)$ urmează a fi determinat. Înlocuind (8) în (4) și efectuînd cîteva calcule, se obține;

$$x(t) = \Phi(t-\tau)\cdot x(\tau) + \int_\tau^t \Phi(t-\lambda)\cdot Bv(\lambda)\cdot d\lambda. \tag{9}$$

În cazul sistemelor liniare variabile în timp, matricele $A(t)$ și $B(t)$ depind de timp și soluția devine:

$$x(t) = \Phi(t, \tau)\cdot x(\tau) + \int_\tau^t \Phi(t, \lambda)\cdot B(\lambda)\cdot v(\lambda)\cdot d\lambda. \tag{10}$$

3. Tehnica expansiunii modale

Se presupune inițial matricea v nulă.

Se consideră, pentru simplitate, că valorile proprii λ_i, soluții ale ecuației matriceale, [2]:

$$\lambda_i I - A = 0, \tag{11}$$

sînt distincte. Fiecărei valori proprii îi corespunde un vector propriu u_i, normalizat ($|u_i|^2 = 1$), definit de:

$$Au_i = \lambda_i u_i\,;\ \langle u_i, u_i\rangle = 1\,;\quad i = 1,2. \tag{12}$$

Deoarece valorile proprii sînt distincte, vectorii proprii sînt liniar independenţi şi $x(t)$ poate fi exprimat ca o combinaţie liniară a acestor vectori caracteristici:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{2} \alpha_i(t)\cdot u_i, \quad i = 1,2. \tag{13}$$

Forma generală a lui $\alpha_i(t)$ este dată de $\alpha_i(t) = C_i\, e^{\lambda_i t}$ unde C_i sînt constante. Astfel:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{2} C_i\cdot e^{\lambda_i t}\cdot u_i, \quad i = 1,2. \tag{14}$$

La momentul iniţial $t = 0$, $x(0) = \sum_{i=1}^{2} C_i u_i$.

Constantele C_i se determină prin utilizarea bazelor reciproce r_i, definite de: $\langle r_i, u_j\rangle = \delta_{ij}$, $(i, j = 1, 2)$.

Răspunsul sistemului se găseşte ca:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{2} \langle r_i, x(0)\rangle\, e^{\lambda_i t}\cdot u_i. \tag{15}$$

În continuare se consideră matricea v diferită de zero, adică sistemului liniar i se aplică o funcţie de forţare Bv. Se descompune, în acest caz, funcţia de forţare în vectorii u_i sub forma:

$$Bv = f(t) = \sum_{i=1}^{2} f_i(t)\cdot u_i, \tag{16}$$

unde:

$$f_i(t) = \langle r_i, f(t)\rangle = \langle r_i, Bv(t)\rangle.$$

Utilizînd integrala de convoluţie pentru sistemele liniare, expresia generală pentru $x(t<)$, presupunînd valori caracteristice distincte, este dată de relaţia:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{2} \langle r_i, x(0)\rangle\, e^{\lambda_i t}\cdot u_i + \int_0^t \sum_{i=1}^{2} \langle r_i, Bv(\tau)\rangle\, e^{\lambda_i (t-\tau)}\cdot u_i \cdot \mathrm{d}\tau. \tag{17}$$

Relaţia (17) evidenţiază faptul că efectul funcţiei de forţare este considerat independent pentru fiecare model. Pentru modelul i, acesta este $\int_0^t \langle r_i, Bv(\tau)\rangle\, e^{\lambda_i (t-\tau)}\cdot u_i \mathrm{d}\tau$.

4. Aplicaţii numerice, verificări experimentale

S-a examinat motorul de c.c. cu excitaţie independentă, avînd datele nominale 55 kW, 220 V, 575 rot/min, 300 A. S-a luat în consideraţie încărcarea nominală a motorului. Constantele utilizate în calcule sînt următoarele; $R = 0{,}026\ \Omega$, $L = 0{,}006\ H$, $J = 6{,}25$ kg m^2, $F = 1{,}2$ N m s/rad.

4.1. *Alimentarea în c.c. neted*

Valorile proprii ale ecuaţiei (11), în acest caz sînt; $\lambda_1 = -0{,}652$ şi $\lambda_2 = -3{,}749$. S-a utilizat tehnica Hamilton — Cayley pentru a determina

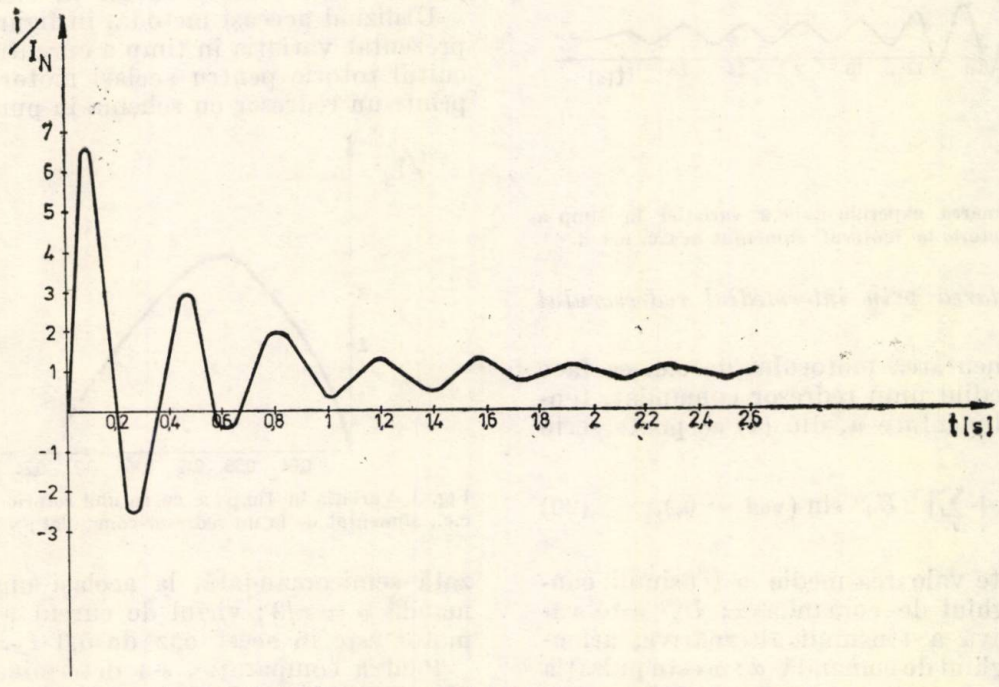


Fig. 1. Variaţia în timp a curentului rotoric la motorul alimentat în c.c. neted.

matricea $\Phi(t) = e^{At}$. Deoarece A este o matrice de ordinul doi, se obține;

$$\Phi(t) = \alpha_0 I + \alpha_1 A, \tag{18}$$

unde α_0 și α_1 sînt soluții ale sistemului;

$$\begin{cases} e^{\lambda_1 t} = \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_1 \\ e^{\lambda_2 t} = \alpha_0 + \alpha_1 \lambda_2. \end{cases} \tag{19}$$

Utilizînd metoda indicată în § 2, în figura 1 s-a reprezentat variația în timp a curentului din circuitul rotoric în cazul alimentării la tensiune nominală. Vîrful de curent absorbit de motor este de $6{,}7 \cdot I_N$, I_N reprezentînd curentul nominal al motorului.

Pentru comparație, s-a determinat curentul din circuitul rotoric, în aceleași condiții de alimentare, utilizînd transformata Laplace pentru rezolvarea sistemului de ecuații (1) și care a condus la soluția prezentată în anexa 1. Se obține o curbă practic similară cu cea reprezentată în figura 1, diferențele fiind mai mici decît 10 %. În aceeași plajă se încadrează și rezultatele găsite prin metoda din § 3.

Determinarea experimentală a vîrfului de curent absorbit de același motor, în aceleași condiții, este dată în oscilograma din figura 2, fiind în concordanță cu rezultatele care au fost obținute prin calcul.

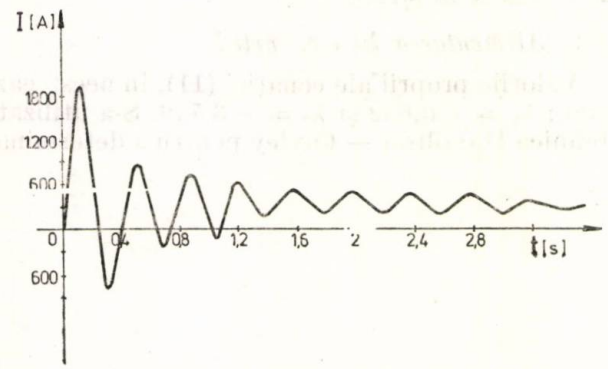


Fig. 2. Determinarea experimentală a variației în timp a curentului rotoric la motorul alimentat în c.c. neted.

4.2. *Alimentarea prin intermediul redresorului comandat.*

Dacă alimentarea motorului de c.c. se face prin intermediul unui redresor comandat, tensiunea de alimentare u, din (1) se poate scrie sub forma;

$$u(t) = U_{A\alpha} + \sum_{\nu} \sqrt{2}\, U_{\alpha}^{(\nu)} \sin(\nu\omega t + \theta_\nu), \tag{20}$$

unde $U_{A\alpha}$ este valoarea medie a tensiunii continue la unghiul de comandă α; $U_{\alpha}^{(\nu)}$ este valoarea efectivă a tensiunii alternative, armonică ν, la unghiul de comandă α; ω este pulsația tensiunii de alimentare a redresorului comandat. Punctul de referință pentru θ_ν este indicat în [3]. Expresiile de calcul pentru mărimile $U_{A\alpha}$ și $U_{\alpha}^{(\nu)}$, dependente de schema de conectare a redresorului comandat sînt specificate în [4].

În acest caz A, este, de asemenea, o matrice cu coeficienți constanți, dar funcția de forțare Bv:

$$Bv = \begin{pmatrix} u(t)/L \\ -M_s/J \end{pmatrix}, \tag{21}$$

depinde de timp prin intermediul lui $u(t)$ dat de relația (20). De aceea, integralele care apar în membrul drept al relațiilor (9) și (17) sînt de forma $\int \exp(-at) \cdot \sin(bt + c) \cdot dt$, (unde a, b și c sînt constante) și se calculează simplu prin părți, spre deosebire de cazul analizat în § 4.1. cînd aceleași integrale conțin numai exponențiale simple, de forma $\int \exp(-a't) \cdot dt$, a' fiind o constantă.

S-au luat în considerare numai componentele alternative ale tensiunii de alimentare cu frecvența de impuls a redresorului comandat. S-a analizat comportarea în regim dinamic a motorului de c.c., alimentat prin intermediul unui redresor cu schema în punte trifazată comandată ($\nu = 6$) și cu schema în punte monofazată semicomandată ($\nu = 2$), pentru unghiul de comandă $\alpha = \pi/3$.

În figura 3 s-a reprezentat variația în timp a curentului din circuitul rotoric al motorului de c.c. alimentat de la un redresor cu schema în punte trifazată comandată, utilizînd metoda indicată în § 3; vîrful de curent absorbit de motor este $3{,}9 \cdot I_N$, fiind inferior celui obținut la alimentarea aceluiași motor în c.c. neted.

Utilizînd aceeași metodă, în figura 4 s-a reprezentat variația în timp a curentului din circuitul rotoric pentru același motor, alimentat printr-un redresor cu schema în punte monofazată semicomandată, la același unghi de comandă $\alpha = \pi/3$; vîrful de curent absorbit de motor este în acest caz de $5{,}3 \cdot I_N$.

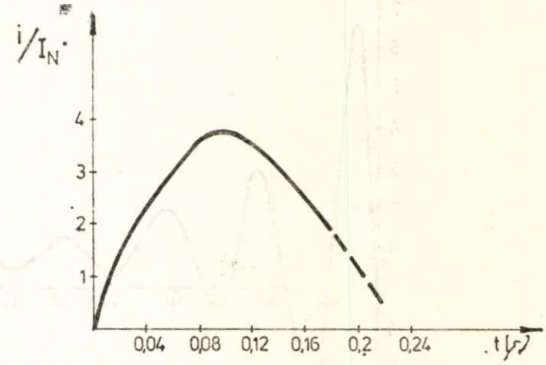


Fig. 3. Variația în timp a curentului rotoric la motorul de c.c., alimentat de la un redresor comandat; $\nu = 6$, $\alpha = \pi/3$.

Pentru comparație, s-a determinat curentul din circuitul rotoric, în aceleași condiții de ali-

mentare, utilizînd transformata Laplace pentru rezolvarea sistemului de ecuații (1), în care s-a ținut seama de relația (20) și care a condus la soluția prezentată în anexa 2. Soluția obținută este relativ dificilă pentru calcul, apărînd avantajoasă analiza comportării în regim dinamic a motorului de c.c. cu excitație independentă, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, prin metodele analitice prezentate în § 2 și § 3. Se obțin și în acest caz curbe similare cu cele reprezentate în figurile 3 și 4, diferențele fiind sub 10%.

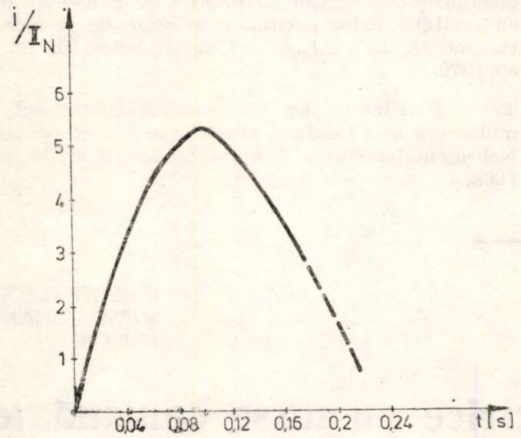


Fig. 4. Variația în timp a curentului rotoric la motorul de c.c. alimentat de la un redresor comandat; $\nu = 2$, $\alpha = \pi/3$.

Se impune precizarea că sistemul de ecuații (1) nu ține seama de posibilitatea funcționării ansamblului redresor comandat — motor de c.c. în regim de curent întrerupt și nici de faptul că alternanțele negative ale curentului din circuitul rotoric, datorită prezenței elementelor semiconductoare, nu au circuit de închidere pentru schemele analizate. Pentru regimul de curent întrerupt, comportarea în regim tranzitoriu este dată de alte ecuații, a căror rezolvare, relativ dificilă, nu formează obiectul acestei lucrări și nici nu prezintă interes practic. Însă, prin metodele analizate, se poate calcula vîrful de curent absorbit de motor și acesta caracterizează în mare măsură comportarea în regim dinamic a mașinii electrice.

Cunoașterea vîrfului de curent absorbit de motor, furnizează informații privind alegerea aparaturii de comandă și protecție din schemele de acționări electrice reglabile deservite de aceste motoare.

5. Concluzii

În lucrare s-a studiat comportarea în regim dinamic a motorului de c.c., rezolvînd ecuațiile de stare care caracterizează funcționarea acestuia, considerat ca sistem liniar, prin două metode analitice; metoda matricii de tranziție de stare și metoda expansiunii modale. Metodele prezentate apar avantajoase mai ales în cazul determinării vîrfului de curent absorbit de motoarele de c.c. cu excitație independentă, alimentate prin intermediul redresoarelor comandate, cînd utilizarea altei metode analitice, de exemplu tehnica transformării Laplace, conduce la expresii relativ dificile pentru calcul.

Rezultatele obținute cu ajutorul celor două metode analitice prezentate în lucrare sînt în concordanță cu cele obținute prin metoda transformării Laplace și cu determinările experimentale.

Anexa 1 (referitoare la § 4.1.)

Curentul din circuitul rotoric al motorului, alimentat în c.c. neted, obținut prin rezolvarea sistemului de ecuații (1), cu ajutorul transformării Laplace, este:

$$i(t) = \frac{U}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{\gamma - \beta^2}} e^{-\beta t} \sin \sqrt{\gamma - \beta^2}\, t + \frac{KM_s}{JL} \left[\frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\sqrt{\gamma(\gamma - \beta^2)}} e^{-\beta t} \cos \left(\sqrt{\gamma - \beta^2}\, t - \right. \right. \left. \left. - \frac{\beta}{\sqrt{\gamma - \beta^2}} \right) \right], \tag{22}$$

unde s-au folosit notațiile;

$$\beta = \frac{L}{2R}; \quad \gamma = \frac{K^2}{JL}. \tag{23}$$

Anexa 2 (referitoare la § 4.2.)

Curentul din circuitul rotoric al motorului, alimentat prin intermediul unui redresor comandat, obținut prin rezolvarea cu ajutorul transformatei Laplace a sistemului de ecuații (1), în care s-a ținut seama de (20), este;

$$i(t) = \frac{1}{L} \left\{ U_{A\alpha} \cdot \frac{1}{\sqrt{\gamma - \beta^2}} e^{-\beta t} \sin \sqrt{\gamma - \beta^2}\, t + \sum_{\nu} \frac{\sqrt{2}\, U_{\alpha}^{(\nu)}}{4\beta^2\nu^2\omega^2 + (\gamma - \nu^2\omega^2)^2} \cdot \right.$$

$$\cdot \left[\nu\omega \sqrt{(\gamma - \nu^2\omega^2)^2 + 4\beta^2\nu^2\omega^2} \sin \left(\nu\omega t + \right. \right.$$

$$+ \operatorname{arc\,tg} \frac{(\gamma - \nu^2\omega^2)\cos\theta_\nu + 2\beta\nu\omega \sin\theta_\nu}{-(\gamma - \nu^2\omega^2)\sin\theta_\nu + 2\beta\nu\omega\cos\theta_\nu} \left. \right) -$$

$$\left. - \nu\omega \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma - \beta^2}} < (\gamma - \nu^2\omega^2)\cos\theta_\nu + 2\beta\nu\omega \sin\theta_\nu > \right.$$

$$> e^{-\beta t}\cos\left(\sqrt{\gamma-\beta^2}\,t+\frac{\beta}{\sqrt{\gamma-\beta^2}}\right)-$$

$$-\frac{\gamma}{\sqrt{\gamma-\beta^2}}<-(\gamma-\nu^2\omega^2)\sin\theta_\nu+2\beta\nu\omega\cos\theta_\nu>$$

$$>\cdot e^{-\beta t}\sin\sqrt{\gamma-\beta^2}\,t\Big]\Big\}+\frac{KM_s}{JL}\Big[\frac{1}{\gamma}-$$

$$-\frac{1}{\sqrt{\gamma(\gamma-\beta^2)}}\,e^{-\beta t}\cdot\cos\left(\sqrt{\gamma-\beta^2}\,t-\frac{\beta}{\sqrt{\gamma-\beta^2}}\right)\Big]. \quad (24)$$

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, vol. 1. București, Editura Academiei R.S.R., 1968.

[2] *Derisso, M. P., Roy, R. J., Close, C. H.* State variables for engineering. New — York, 1971.

[3] *Țigler, M.* Pierderi suplimentare în conductoarele dreptunghiulare ale înfășurării rotorice la motoarele de c.c. cu excitație independentă, alimentate de la redresoare comandate. In: E.E.A. — Electrotehnica **27**, nr. 2, p. 80, 1979.

[4] *Beier, E.* Einflub der Glatungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgespeister Gleichstrom Nebenschlubmotoren. Siemens Zeistchrift nr. 10, p. 849, 1968.

CZ 621.374

CIRCUIT ELECTRIC
SURSE COMANDATE
NULORI

Asupra ecuațiilor circuitelor electrice cu surse comandate și nulori

MIHAI IORDACHE, LUCIA DUMITRIU *— BUCUREȘTI

Introducere

Pentru verificarea exactității rezultatelor obținute în urma analizei pe calculator a circuitelor electrice complexe și pentru verificarea algoritmilor de analiză este deosebit de utilă o metodă directă de calcul a circuitelor electrice cu surse comandate și nulori. Această metodă trebuie să fie aplicabilă direct circuitului cu surse comandate și nulori, fără a mai fi necesară o simulare prealabilă a surselor comandate cu scheme echivalente formate numai din elemente ideale dipolare de circuit [1—3].

În lucrare autorii își propun să răspundă la următoarele întrebări:

— Cum se pot aplica direct și sistematic teoremele lui Kirchhoff circuitelor liniare cu surse comandate și nulori?

— Se poate scrie, pentru circuitele cu surse comandate și nulori, în mod direct un set complet și independent de ecuații în curenți de buclă, fără a mai fi necesară utilizarea a două seturi independente de bucle, unul în graful de curent G^I și altul în graful de tensiune G^U [1, 3]? Dacă da, care sînt condițiile topologice pe care trebuie să le satisfacă pentru aceasta circuitul analizat?

— În ce condiții, și cum se poate formula direct pentru un circuit electric liniar cu surse comandate și nulori un set complet și independent de ecuații în potențialele nodurilor, fără a utiliza două seturi independente de suprafețe de secțiune, unul în graful de curent G^I și altul în graful de tensiune G^U [1,3]?

* Institutul politehnic — București

Răspunzînd la întrebările formulate mai sus se pune la dispoziția specialiștilor din domeniul analizei, sintezei și proiectării circuitelor electrice o metodă directă de calcul.

Pentru simplificarea raționamentelor, se presupune că se studiază regimul tranzitoriu al unui circuit electric dat cu ajutorul transformatei Laplace. Deci, ecuațiile obținute în cele ce urmează vor fi ecuații în operațional.

2. Formularea teoremelor lui Kirchhoff

Fie un circuit electric liniar, izolat $\mathcal{C}$ care conține: n_E surse ideale independente de tensiune (SIIT), n_{Ec} surse ideale de tensiune comandate în curent sau/ și în tensiune, n_J surse ideale independente de curent (SIIC), n_{Jc} surse ideale de curent comandate în tensiune sau / și în curent, n_{nul} nulori (adică n_{nul} nulatoare și n_{nul} noratoare) și n_{zt} impedoare.

Mulțimea surselor ideale independente de tensiune conține și mulțimea surselor corespunzătoare condițiilor inițiale (de forma $Li_L(t_{0+})$ și $Mi(t_{0+})$ pentru bobine și $\frac{U_c(t_{0+})}{s}$ pentru condensatoare).

Pentru laturile formate numai din SIIT și impedoare conectate în serie (numite laturi de tip $E-Z$), pentru laturile formate numai din impedoare (numite laturi de tip Z), pentru laturile formate numai din SIIT (laturi de tip E) și pentru laturile formate numai din surse ideale de tensiune comandate în curent sau / și în

tensiune (laturi de tip E_c) legea conducției electrice (Ohm) în operațional are forma:

$$U + E = ZI, \tag{1}$$

pentru regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare.

Presupunînd date: impedanțele operaționale; transformatele Laplace ale t.e.m. ale surselor independente de tensiune și ale curenților surselor independente de curent; condițiile inițiale; impedanțele și admitanțele operaționale de transfer ale surselor comandate și factorii de transfer în curent și / sau în tensiune ai surselor comandate, vectorul mărimilor necunoscute are următoarea structură:

$$[x] =$$

$$= [[I]^T[J_c]^T[I_{nul}]^T[U_J]^T[U_{Jc}]^T[E_c]^T[U_{nul}]^T]^T, \tag{2}$$

unde:

$$n = n_{EZ} + n_Z + n_E + n_{Ec},$$

$[I] \in \mathbb{R}^n$ — este vectorul curenților prin laturile de tip: E—Z, Z, E și E_c;
$[J_c] \in \mathbb{R}^{n_{Jc}}$ ($[U_{Jc}] \in \mathbb{R}^{n_{Jc}}$) — vectorul curenților (tensiunilor) surselor ideale de curent comandate în tensiune sau / și în curent;
$[U_J] \in \mathbb{R}^{n_J}$ — vectorul tensiunilor de la bornele SIIC;
$[I_{nul}] \in \mathbb{R}^{n_{nul}}$ ($U_{nul} \in \mathbb{R}^{n_{nul}}$) — vectorul curenților (tensiunilor) noratoarelor și $[E_c] \in \mathbb{R}^{n_{Ec}}$ — vectorul t.e.m. ale surselor ideale de tensiune comandate în curent sau / și în tensiune.

Deci, numărul variabilelor independente este:

$$n_{Vi} = n_{EZ} + n_Z + n_E + 2\,n_{Ec} + n_J + 2n_{Jc} + 2n_{nul}. \tag{3}$$

Numărul laturilor circuitului $\mathcal{C}$ este:

$$l = n_{EZ} + n_Z + n_E + n_J + n_{Ec} + n_{Jc} + 2\,n_{nul}. \tag{4}$$

Fie n_t numărul total de noduri ale circuitului $\mathcal{C}$ și $n = n_t - 1$ numărul redus de noduri și fie b numărul de bucle independente ale lui $\mathcal{C}$. Numerotăm, într-o ordine arbitrară, nodurile astfel: $n_1, n_2, \ldots, n_{nt}$, iar buclele independente în ordinea $b_1, b_2, \ldots b_b$.

Teorema întîi a lui Kirchhoff, în operațional, aplicată în nodul n_j, are expresia:

$$\sum_{k \in (n_j)} I_k + \sum_{l_k \in (n_j)} I_{ck} = -\sum_{l_k \in (n_j)} J_k,\ j = \overline{1, n}. \tag{5}$$

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff, în operațional, pe bucla independentă b_h, rezultă:

$$\sum_{l_k \in (b_h)} Z_k I_k + \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq k}}^{n_L} Z_{ks} I_s + \sum_{l_k \in (b_h)} U_{Jk} + \tag{6}$$

$$+ \sum_{l_k \in (b_h)} U_{Jck} + \sum_{l_k \in (b_h)} U_{\text{nor},k} - \sum_{l_k \in (b_h)} E_{ck} = \sum_{l_k \in (b_h)} E_k,$$

unde s-a presupus că toate bobinele n_L ale circuitului $\mathcal{C}$ sînt cuplate magnetic.

În ecuațiile (5) se consideră semnul plus cînd curentul din latura l_k iese din nodul n_j și semnul minus cînd curentul laturii l_k intră în nodul n_j.

Deoarece, regula de semn pentru t.e.m. ale surselor de tensiune comandate E_{ck} în lungul buclei independente b_h se consideră identică cu cea pentru t.e.m. ale surselor de tensiune independente, termenul corespunzător t.e.m. E_{ck} trecut, în membrul stîng al ecuațiilor (6) se ia cu semnul minus.

În ecuațiile (5) și (6) s-a considerat implicit că curenții și tensiunile nulatoarelor sînt nule.

Pentru a obține un set complet de n_{vi} ecuații independente, trebuie să se adauge cele l ecuații obținute din relațiile (5) și (6), $n_{Ec} + n_{Jc}$ ecuații obținute din relațiile de definiție a surselor comandate.

Relațiile de definiție ale surselor comandate se exprimă în următoarea formă matriceală compactă:

$$\begin{bmatrix} E_{ci} \\ E_{cu} \\ J_{cu} \\ J_{ci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{ui} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{un} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{iu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cu} \\ U_{cu} \\ U_{ci} \\ I_{ci} \end{bmatrix}, \tag{7}$$

în care, de exemplu, $E_{ci} \in \mathbb{R}^{n_{Eci}}$ ($J_{cu} \in \mathbb{R}^{n_{Jcu}}$) reprezintă vectorul t.e.m. (curenților) surselor ideale de tensiune (curent) comandate în curent (tensiune), $U_{cu} \in \mathbb{R}^{n_{Ecu}}$ ($I_{ci} \in \mathbb{R}^{n_{Jci}}$) este vectorul tensiunilor (curenților) de comandă ale (ai) surselor ideale de tensiune (curent) comandate în tensiune (curent), iar $Z_{ui} \in \mathbb{R}^{n_{Eci} \times n_{Eci}}$ ($A_{ii} \in \mathbb{R}^{n_{Jci} \times n_{Jci}}$) reprezintă matricea diagonală a impedanțelor operaționale de transfer (coeficienților de transfer în curent) ale (ai) surselor ideale de tensiune (curent) comandate în curent.

Dacă mărimile de comandă I_{cu}, U_{cu}, U_{ci}, și I_{ci} nu sînt incluse în vectorul variabilelor independente (2), ele trebuie exprimate funcție de acestea, de parametrii circuitului și mărimile de excitație (t.e.m. ale surselor de tensiune independente și curenții surselor independente de curent), cu ajutorul legii lui Ohm sau al teoremelor lui Kirchhoff aplicate corespunzător.

Deci, ecuațiile (5), (6) și (7) alcătuiesc un sistem algebric de n_{vi} ecuații cu n_{vi} necunoscute. Cele n_{vi} necunoscute nu sînt de aceeași natură, ele formînd un sistem hibrid de necunoscute (curenți și tensiuni).

3. Formularea ecuațiilor în curenți de buclă

După cum se știe [1,4] pentru formularea ecuațiilor în curenți de buclă (contur), pentru un circuit electric liniar și izolat $\mathcal{C}$, se asociază fiecărei bucle independente b_h un curent I_{b_h} — numit curent de buclă. Curenții de buclă verifică identic teorema întîi a lui Kirchhoff (fiecare curent de buclă I_{b_h} intră și iese din fiecare nod).

Exprimînd curenții laturilor ca suma algebrică a curenților de buclă care circulă prin laturile respective, în ecuațiile obținute din aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff pe cele b bucle independente, se obține, pentru un circuit $\mathcal{C}$ care nu conține SIIC surse comandate și nulori, un sistem algebric liniar de b ecuații cu necunoscutele curenți de buclă.

În cazul cînd circuitul $\mathcal{C}$ conține și SIIC, surse comandate și nulori, trebuie considerate ca variabile independente, pe lîngă curenții de buclă I_b și tensiunile U_{nor} de la bornele noratoarelor, dacă este verificată teorema 1 (prezentată mai jos). Deci, numărul variabilelor independente este:

$$n'_{vi} = b + n_{\text{nul}}. \tag{8}$$

Pentru aceasta se aleg cele b bucle independente ale circuitului $\mathcal{C}$ astfel încît, prin fiecare latură formată numai din SIIC și / sau numai din surse ideale de curent comandate, să treacă, în același sens cu sensul curentului laturii respective, un singur curent de buclă. Aceasta este întotdeauna posibil dacă circuitul analizat $\mathcal{C}$ satisface teorema 1.

Prin urmare:

$$I_{b_k} = J_k, \quad k = \overline{1, n_J}, \tag{9}$$

$$I_{b_h} = J_{ch}, \quad h = \overline{1, n_{Jc}}, \tag{10}$$

formează, după exprimarea curenților J_{ch}, cu ajutorul relațiilor de definiție, în funcție de mărimile de comandă și după exprimarea acestora, cu ajutorul legii conducției electrice și al teoremelor lui Kirchhoff, aplicate corespunzător, în funcție de parametrii circuitului, mărimile de excitație și setul variabilelor independente, un sistem algebric de $n_J + n_{Jc}$ ecuații independente.

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff pe celelalte b_r bucle independente ($b_r = b - n_J - n_{Jc}$) și înlocuind curenții laturilor ca sume algebrice ale curenților de buclă, care trec prin laturile respective se obține:

$$\sum_{k=1}^{br} Z_{b_{kj}} I_{b_k} + \sum_{l_k \in (b_j)} U_{\text{nor},k} - \sum_{l_k \in (b_j)} E_{ck} = E_{bj}, \quad j = \overline{1, br}, \tag{11}$$

unde: $Z_{b_{kj}} = Z_{b_{jk}}$ reprezintă impedanța operațională mutuală (comună) dintre bucla b_k și bucla b_j, $Z_{b_{jj}}$ este impedanța operațională proprie a buclei b_j și E_{bj} este t.e.m. independentă a buclei b_j [1].

După exprimarea t.e.m. E_{ck} ale surselor ideale de tensiune comandate în curent sau/și în tensiune, cu ajutorul relațiilor de definiție, în funcție de mărimile de comandă și apoi exprimarea acestora, cu ajutorul legii conducției electrice și al teoremelor lui Kirchhoff, în funcție de parametrii circuitului, mărimile de excitație și vectorul variabilelor independente considerat, ecuațiile (11) formează un sistem algebric liniar de b_r ecuații independente.

Punînd condiția ca, curenții prin nulatoare să fie nuli se obține:

$$\sum_{b_h \ni l_k} I_{b_h} = 0 \quad k = \overline{1, n_{\text{nul}}}. \tag{12}$$

Ecuațiile (12) formează un sistem algebric liniar de n_{nul} ecuații independente.

Deci, ecuațiile (9), (10), (11) și (12) formează un sistem algebric liniar de n'_{vi} ecuații independente cu n'_{vi} variabile (curenți I_b și tensiunile U_{nor}).

Teorema 1

Un circuit electric liniar, izolat $\mathcal{C}$ care conține: n_E laturi formate numai din SIIT; n_{EZ} laturi de tipul $E-Z$; n_Z laturi de tipul Z; n_J laturi formate numai din SIIC; n_{Jc} laturi alcătuite numai din surse ideale de curent comandate în tensiune sau/și în curent; n_{Ec} laturi formate numai din surse ideale de tensiune comandate în curent sau/și în tensiune; n_{nul} noratoare și n_{nul} nulatoare și în care toate bobinele n_L pot fi cuplate magnetic sau nu, admite un set independent de ecuații algebrice liniare care au ca necunoscute curenții de buclă I_b și tensiunile noratoarelor U_{nor} dacă, și numai dacă, graful $\mathcal{G}$ asociat circuitului $\mathcal{C}$ are un arbore $\mathcal{A}$ care satisface condițiile:

1 — conține toate laturile formate numai din SIIT;
2 — nu conține nici o latură formată numai din SIIC;
3 — nu conține nici o latură formată numai din surse ideale de curent comandate în tensiune sau/și în curent;

4 — nu există bucle independente, asociate laturilor coarborelui $\mathcal{C}_0$ al arborelui $\mathcal{A}$, alcătuite numai din laturi de tip E și noratoare, sau laturi de tip E și nulatoare;

5 — nu există bucle independente, asociate laturilor coarborelui $\mathcal{C}_0$ al arborelui $\mathcal{A}$, formate numai din laturi de tip E și laturi de tip E_c.

Teorema 1 se demonstrează simplu prin construcție.

4. Formularea ecuațiilor în potențialele nodurilor

Fie un circuit liniar izolat $\mathcal{C}$, de tipul celui considerat la începutul paragrafului 2, în care se presupune că bobinele circuitului nu sînt cuplate magnetic. Din cele n_t noduri ale circuitului, $\mathcal{C}$ se consideră un nod de referință, căruia i se atașează potențialul nul. Fie acesta nodul n_t. Se asociază celorlalte n noduri potențialele: $V_1, V_2, \ldots V_n$.

Tensiunile de la bornele laturilor se exprimă, în operațional, în funcție de potențialele atașate nodurilor prin relațiile:

$$U_k = V_h - V_j, \quad k = \overline{1, l}, \tag{13}$$

unde V_h reprezintă imaginea Laplace a potențialului nodului n_h de la care pleacă (diverge) sensul tensiunii laturii l_k, iar V_j este imaginea Laplace a potențialului nodului n_j la care vine (convergă) sensul tensiunii laturii l_k.

Este evident că, potențialele V_j atașate nodurilor verifică identic teorema a doua a lui Kirchhoff (fiecare potențial apare de două ori, odată cu semnul minus și odată cu semnul plus, în teorema a doua a lui Kirchhoff în tensiuni [1, 2] pe oricare din cele b bucle independente ale circuitului $\mathcal{C}$).

Curenții laturilor de tip $E - Z$ sau Z se pot exprima, conform legii conducției electrice în operațional, prin relațiile:

$$I_k = Y_k(E_k + V_h - V_j), \; k = \overline{1, n_{EZ}+n_Z}, \tag{14}$$

unde $Y_k = \dfrac{1}{Z_k}$ reprezintă admitanța operațională a laturii l_k.

Fie n' nodurile la care nu sînt conectate laturi formate numai din SIIT sau surse ideale de tensiune comandate, sau noratoare.

Aplicînd teorema întîi a lui Kirchhoff în cele n' noduri, la care curenții laturilor de tip $E-Z$ și Z se înlocuiesc cu relațiile (14) se obține:

$$\sum_{k=1}^{n} Y_{n_{jk}} V_k + \sum_{l_k \in (n_j)} J_{ck} = I_{scnj}, \quad j = \overline{1, n'}, \tag{15}$$

în care:

$Y_{n_{jk}} = Y_{n_{kj}}$ reprezintă admitanța operațională mutuală (comună) nodurilor n_j și n_k;

$Y_{n_{jj}}$ — admitanța operațională proprie nodului n_j și I_{scnj} curentul de scurtcircuit injectat în nodul n_j.

Exprimînd curenții I_{ck}, ai surselor ideale de curent comandate în tensiune sau/și în curent, prin relațiile lor de definiție, în funcție de mărimile de comandă și apoi exprimînd pe acestea, cu ajutorul legii conducției electrice și al teoremelor lui Kirchhoff, în funcție de parametrii circuitului, mărimile de excitație, și potențialele nodurilor, ecuațiile (15), constituie un sistem algebric liniar de n' ecuații independente cu necunoscutele $V_1, V_2, \ldots, V_n$.

Legea conducției electrice pentru laturile de tip E se scrie sub forma:

$$E_k + V_h - V_j = 0, \quad k = \overline{1, n_E}, \tag{16}$$

iar pentru cele de tip E_c:

$$E_{cj} + V_k - V_m = 0, \quad j = \overline{1, n_{Ec}}, \tag{17}$$

în care V_h (V_k) reprezintă potențialul nodului de la care pleacă sensul t.e.m. E_k (E_{cj}), iar V_j (V_m) este potențialul nodului în care intră sensul t.e.m. E_k (E_{cj}).

După exprimarea t.e.m., E_{cj}, cu ajutorul relațiilor de definiție, în funcție de mărimile de comandă și exprimarea acestora, cu ajutorul legii conducției electrice și teoremelor lui Kirchhoff, în funcție de parametrii circuitului, mărimile de excitație și potențialele nodurilor, ecuațiilor (16) și (17) formează un sistem algebric liniar de $n_E + n_{Ec}$ ecuații independente cu necunoscutele potențialele nodurilor.

Pentru nulatoare putem scrie:

$$V_j - V_h = 0, \tag{18}$$

obținînd astfel încă n_{nul} ecuații independente.

Dacă $n_1 = n' + n_E + n_{Ec} + n_{nul}$ este mai mic decît n, pentru a obține încă n_1' ecuații ($n_1' = n - n_1$) independente, se aplică teorema întîi a lui Kirchhoff, pe un set independent de n_1' suprafețe de secțiune $\sum_m$, care nu intersectează laturi de tip E, laturi de tip E_c sau noratoare. Setul independent de suprafețe de secțiune $\sum_m$ există dacă, și numai dacă, sînt satisfăcute condițiile din teorema 2.

Aplicînd teorema întîi a lui Kirchhoff pe cele n_1' suprafețe de secțiune care satisfac condițiile

expuse mai sus și înlocuind curenții laturilor de tip $E-Z$ și Z cu relațiile (14) rezultă :

$$\sum_{l_k \in (\Sigma_m)} [Y_k(E_k + V_h - V_j)] + \sum_{l_k \in (\Sigma_m)} J_{ck} = -$$

$$- \sum_{l_k \in (\Sigma_m)} J_k, \; m = \overline{1, n_1'}. \qquad (19)$$

Exprimînd curenții J_{ck} ai surselor ideale de curent comandate, cu ajutorul relațiilor de definiție, în funcție de mărimile de comandă și apoi exprimînd mărimile de comandă cu ajutorul legii conducției electrice și teoremelor lui Kirchhoff, în funcție de parametrii circuitului, mărimile de excitație și potențialele nodurilor ecuațiile (19) constituie un sistem algebric liniar de n_1' ecuații independente cu necunoscutele $V_1, V_2, \ldots, V_n$.

Prin urmare, ecuațiile (15), (16), (17), (18) și (19) constituie, dacă sînt îndeplinite condițiile teoremei 2, un sistem algebric liniar de n ecuații independente cu necunoscutele $V_1, V_2, \ldots, V_n$.

Teorema 2

Un circuit electric liniar, izolat $\mathcal{C}$, care conține : n_E laturi formate numai din SIIT ; n_{EZ} laturi de tipul $E-Z$; n_Z laturi de tipul Z ; n_J laturi formate numai din SIIC ; n_{Jc} laturi alcătuite numai din surse ideale de curent comandate în tensiune sau/și în curent ; n_{Ec} laturi formate numai din surse ideale de tensiune comandate în curent sau/și în tensiune ; n_{nul} noratoare și n_{nul} nulatoare, admite un sistem de n ecuații algebrice independente, care au ca necunoscute potențialele celor n noduri independente ale lui $\mathcal{C}$ dacă, și numai dacă graful, $\mathcal{G}$ asociat circuitului $\mathcal{C}$, are un arbore $\mathcal{A}$ care satifface condițiile :

1 — conține toate laturile de tipul E;

2 — conține toate laturile formate numai din surse ideale de tensiune comandate fie în tensiune, fie în curent ;

3 — conține toate laturile formate numai din noratoare ;

4 — nu conține nici o latură formată numai din SIIC ;

5 — nu conține nici o latură alcătuită numai din surse ideale de curent comandate în tensiune sau/ și în curent ;

6 — nu există bucle independente, asociate laturilor coarborelui $\mathcal{C}_0$ al arborelui $\mathcal{A}$, formate numai din laturi de tipul E și nulatoare.

Teorema 2, ca și teorema 1, se demonstrează simplu prin construcție.

Condițiile cerute de teoremele 1 și 2 pot fi verificate cu modificări neesențiale, cu algoritmul și programul prezentate în [5].

5. Exemplu

Fie circuitul electric liniar a cărui schemă este reprezentată în figura 1.

Presupunînd cunoscute : transformatele Laplace ale t.e.m. ale surselor independente de tensiune (E_1, E_2) și ale curenților surselor independente de curent (J_4), impedanțele operaționale (Z_1, Z_2, Z_3, Z_7, Z_{10}), impedanța operațională a sursei ideale de tensiune comandată în curent (Z_{56}), admitanța operațională a sursei ideale de curent comandată în tensiune (Y_{83}) și factorul de transfer în tensiune al sursei ideale de tensiune comandată în tensiune (A_{92}), vectorul mărimilor necunoscute (2) are forma :

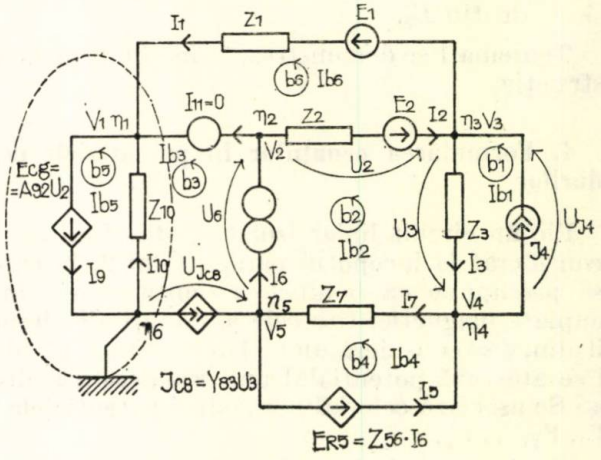


Fig. 1

$$[x] = [I_1\, I_2\, I_3\, I_5\, I_7\, I_9\, I_{10}\, J_{c8}\, I_6 U_{J4} U_{J8}\, E_{c5} E_{c9} U_6]^T. \qquad (20)$$

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff circuitului din figura 1 rezultă :

TIK

$$(n_1) \quad -I_1 + I_9 - I_{10} = 0, \qquad (21\text{ a})$$

$$(n_2) \quad I_2 - I_6 = 0, \qquad (21\text{ b})$$

$$(n_3) \quad I_1 - I_2 + I_3 = J_4, \qquad (21\text{ c})$$

$$(n_4) \quad -I_3 - I_5 + I_7 = -J_4, \qquad (21\text{ d})$$

$$(n_5) \quad I_5 + I_6 - I_7 - J_{c8} = 0. \qquad (21\text{ e})$$

T II *K*

$$(b_1) \quad Z_3 I_3 + U_{J4} = 0, \qquad (22\text{ a})$$

$$(b_2) \quad -Z_2 I_2 - Z_3 I_3 - U_6 - Z_7 I_7 = -E_2, \qquad (22\text{ b})$$

$$(b_3) \quad U_6 + U_{Jc8} - Z_{10} I_{10} = 0, \qquad (22\text{ c})$$

$$(b_4) \quad -E_{c5} + Z_7 I_7 = 0, \qquad (22\text{ d})$$

$$(b_5) \quad -E_{c9} + Z_{10} I_{10} = 0, \qquad (22\text{ e})$$

$$(b_6) \quad Z_1 I_1 + Z_2 I_2 = E_1 + E_2. \qquad (22\text{ f})$$

Relaţiile de definiţie ale surselor ideale comandate, după exprimarea mărimilor de comandă în funcţie de: parametrii circuitului, mărimile de excitaţie şi variabile independente (20), au forma:

$$E_{c5} = Z_{56} I_6, \tag{23 a}$$

$$E_{c9} = A_{92} (Z_2 I_2 - E_2), \tag{23 b}$$

$$J_{c8} = Y_{83} Z_3 I_3. \tag{23 c}$$

Ecuaţiile (21), (22), şi (23) constituie un sistem algebric liniar de 14 ecuaţii independente cu necunoscutele (20).

Graful $\mathcal{G}$ asociat circuitului din figura 1, reprezentat în figura 2, satisface atît condiţiile impuse de teorema 1, cît şi cele impuse de teorema 2.

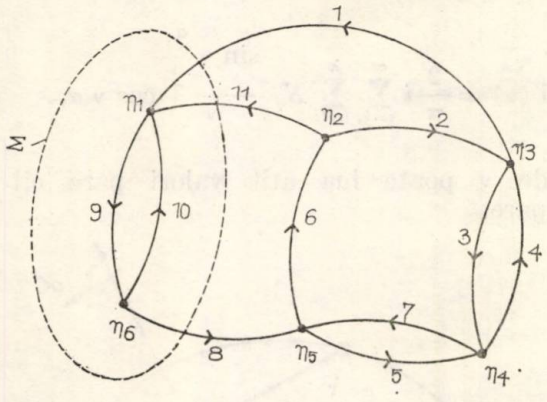


Fig. 2

Deci, conform celor prezentate în paragraful 3, ecuaţiile în curenţi de buclă şi tensiunile noratoarelor au, pentru circuitul analizat, structura:

$$I_{b1} = J_4, \tag{24 a}$$

$$-Z_3 I_{b1} + (Z_2 + Z_3 + Z_7)\, I_{b_2} - Z_7 I_{b_4} - Z_2 I_{b_6} - U_6 = -E_2, \tag{24 b}$$

$$-Y_{83} Z_3 I_{b_1} + Y_{83} Z_3\, I_{b_2} + I_{b_3} = 0, \tag{24 c}$$

$$(-Z_7 + Z_{56})\, I_{b_2} - Z_{56} I_{b_3} + Z_7 I_{b_4} = 0, \tag{24 d}$$

$$A_{92} Z_2 I_{b2} - Z_{10} I_{b_3} + Z_{10} I_{b_5} - A_{92} Z_2 I_{b_6} = -A_{92} E_2, \tag{24 e}$$

$$-Z_2 I_{b_2} + (Z_1 + Z_2)\, I_{b_6} = E_1 + E_2, \tag{24 f}$$

$$I_{b_3} - I_{b_6} = 0. \tag{24 g}$$

Ecuaţiile potenţialelor nodurilor în operaţional, în conformitate cu metoda expusă în paragraful 4, au, pentru circuitul din figura 1, forma:

$$(n_3) \quad -\frac{1}{Z_1} V_1 - \frac{1}{Z_2} V_2 + \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}\right) V_3 - \frac{1}{Z_3} V_4 = -\frac{E_1}{Z_1} + \frac{E_2}{Z_2} + J_4. \tag{25 a}$$

Deoarece nodul n_3 este singurul nod al circuitului studiat, la care nu sînt conectate laturi de tip E, E_c şi noratoare, celelalte 4 ecuaţii în potenţialele nodurilor se obţin din ecuaţiile (17), (18) şi (19).

Sursa de tensiune E_{c5} este comandată de curentul I_6 care este curentul noratorului. Aplicînd teorema întîi a lui Kirchhoff în nodul n_2 şi apoi legea conducţiei electrice laturii l_2, cu relaţiile (17) se obţine:

$$\frac{Z_{56}}{Z_2} V_2 - \frac{Z_{56}}{Z_2} V_3 - V_4 + V_5 = -\frac{Z_{56}}{Z_2} E_2, \tag{25 b}$$

$$V_1 + A_{92} V_2 - A_{92} V_3 = 0. \tag{25 c}$$

Pentru nulator există relaţia:

$$-V_1 + V_2 = 0. \tag{25 d}$$

Ecuaţia (19) aplicată pe suprafaţa de secţiune Σ are forma:

$$\frac{1}{Z_1} V_1 + \left(Y_{83} - \frac{1}{Z_1}\right) V_3 - Y_{83} V_4 = \frac{1}{Z_1} E_1. \tag{25 e}$$

6. Concluzii

Lucrarea prezintă o metodă directă şi sistematică de formulare a teoremelor lui Kirchhoff pentru un circuit electric cu orice tip de sursă comandată şi nulori. Sistemul de ecuaţii, astfel obţinut, este un sistem hibrid din punct de vedere al necunoscutelor (tensiuni şi curenţi).

De asemenea, în lucrare sînt expuse condiţiile topologice necesare şi suficiente pe care trebuie să le satisfacă un circuit dat pentru ca să admită un set complet de ecuaţii în curenţi de buclă şi în tensiunile noratoarelor (teorema 1), şi respectiv, un set complet de ecuaţii în potenţialele nodurilor (teorema 2).

Aceste condiţii pot fi verificate direct prin inspecţie la circuitele eclctrice de o complexitate relativ redusă. În cazul circuitelor complexe, cu număr mare de elemente, condiţiile teoremelor 1 şi 2 pot fi verificate cu algoritmul şi programul prezentate în [5].

Metodele de analiză a circuitelor electrice complexe, prezentate în lucrare, constituie instrumente deosebit de utile, pentru specialiştii din domeniul analizei, sintezei şi proiectării circuitelor electrice. Ele permit verificarea directă a algoritmilor de calcul utilizaţi în analiza circuitelor electrice.

Deci lucrarea dă răspuns pozitiv la întrebările pe care autorii le-au ridicat în introducere.

Bibliografie

[1] *Preda M., Cristea, P.* Bazele electrotehnicii, Vol. II, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

[2] *Chua, O., L., Lin, P., M.* Computer-aided analysis of electronic circuits (algorithms and computational techniques). Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[3] *Iordache, M.* State equations of nonlinear networks with controlled sources, and excess elements. In: Rev. Roum. Sci. Tech. Electrotehn. et Energ., 1978, 23, 3, p. 341—352.

[4] *Balabanian, N., Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

[5] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network with controlled sources. In: Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., 3, 1977, p. 345—355.

CZ 621.3.045.59:631.313.39

Înfășurare sinusoidală pentru armăturile mașinilor electrice cu simetrie axială

EMIL CIOBANU* — București

Generalități

O sursă importantă de erori în mașinile electrice de curent alternativ de mare precizie (selsine, rezolvere ș.a.) o constituie prezența armonicilor superioare din unda spațială a tensiunii magnetice. Atenuarea acestor armonici este dezideratul major în cazul în care selsinele funcționează într-un *lanț de control* simplu sau multiplu, unde tensiunea de ieșire trebuie să reflecte fidel mărimea de intrare (deplasare unghiulară). În acest sens la aceste mașini electrice nu se utilizează înfășurări cu pas scurtat și număr fracționar de crestături pe pol și fază de tipul celor analizate în [1], care ar conduce la obținerea unor precizii nesatisfăcătoare din cauza capacității limitate de atenuare a armonicilor superioare ci se utilizează înfășurări sinusoidale.

Aceste înfășurări pot fi: monofazate, bifazate, trifazate, de tip concentric, cu număr variabil de spire pe bobină. Se cunoaște că înfășurările trifazate se pot realiza atît pe armături cu simetrie biaxială, cît și pe armături cu simetrie axială.

În acest sens, în literatura de specialitate, [2, 3, 4, 5], sînt indicate cîteva metode de calcul a numărului de spire pe bobină pentru o înfășurare monofazată sau bifazată care se poate realiza numai pe armătură cu simetrie biaxială.

Lucrarea propune o metodă de calcul a numărului de spire pe bobină pentru o înfășurare trifazată, sinusoidală, bipolară care se poate realiza pe o armătură cu simetrie axială.

1. Tensiunea magnetică generată în întrefierul mașinii de o fază a înfășurării

Se cunoaște că unda spațială a tensiunii magnetice produsă de bobina j a înfășurării de fază reprezentată în figura 1, variază după o lege dreptunghiulară.

Dacă axa ordonatelor se așează în mijlocul deschiderii bobinei și solenația unei laturi de bobină este iN_j, atunci curba de variație a tensiunii magnetice este nesimetrică față de axa absciselor. După [6] seria Fourier a undei spațiale a tensiunii magnetice este:

$$V(\alpha) = \frac{2}{\pi} i \sum_{\nu=1,}^{\infty} N_j \frac{\sin \nu \frac{\beta_j}{2}}{\nu} \cos \nu \alpha.$$

Dacă aceleiași armături i se adaugă și celelalte bobine ale aceleiași înfășurări de fază, distribuite concentric cu bobina j, iar porțiunile feromagnetice se presupun nesaturate, aplicînd principiul suprapunerii efectelor, seria Fourier a undei spațiale a tensiuni magnetice produsă de înfășurarea de fază considerată este:

$$V(\alpha) = \frac{2}{\pi} i \sum_{\nu=1,}^{\infty} \sum_{j=1,}^{\lambda} N_j \frac{\sin \nu \frac{\beta_j}{2}}{\nu} \cos \nu \alpha, \qquad (1)$$

unde ν poate lua atît valori pare cît și impare.

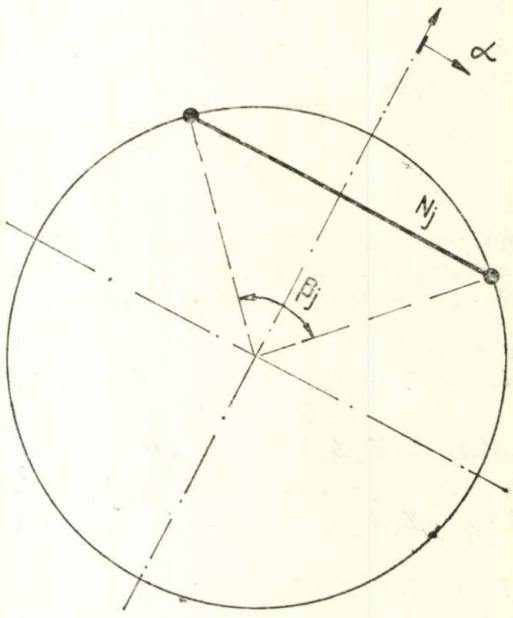


Fig. 1. Explicativă pentru dezvoltarea în serie Fourier.

Din relația (1) se poate extrage amplitudinea armonicii de ordinul ν:

$$V^{(\nu)} = \frac{2I\sqrt{2}}{\pi\nu} \sum_{j=1,}^{\lambda} N_j \sin \nu \frac{\beta_j}{2}. \qquad (2)$$

2. Determinarea numărului de spire corespunzător fiecărei bobine a înfășurării de fază

Din relația (2) în funcție de λ se poate determina N_j astfel ca amplitudinea anumitor armonici din unda spațială a tensiunii magnetice să fie zero. În acest sens relația (2) devine:

* Inst. de cercetare științifică și inginerie tehnologică pt. ind. electrotehnică — București.

$$V^{(5)}=0\,;\ N_1 \sin 5\frac{\beta_1}{2}+$$

$$+N_2 \sin 5\frac{\beta_2}{2}+\ldots+N_\lambda \sin 5\frac{\beta_\lambda}{2}=0,$$

$$V^{(7)}=0\,;\ N_1 \sin 7\frac{\beta_1}{2}+$$

$$+N_2 \sin 7\frac{\beta_2}{2}+\ldots+N_\lambda \sin 7\frac{\beta_\lambda}{2}=0. \qquad (3)$$

$$V^{(\nu)}=0\,;\ N_1 \sin \nu\frac{\beta_1}{2}+$$

$$+N_2 \sin \nu\frac{\beta_2}{2}+\ldots+N_\lambda \sin \nu\frac{\beta_\lambda}{2}=0.$$

Sistemul de ecuaţii (3) devine compatibil dacă se aleg primele $(\lambda-1)$ ecuaţii; fiecare ecuaţie se împarte la N_1 iar necunoscutele sistemului vor fi:

$$N_2/N_1=a_2,\ N_3/N_1=a_3,\ldots,N_\lambda/N_1=a_\lambda,$$

care împreună cu:

$$N_1+N_2+N_3+\ldots+N_\lambda=N_\lambda, \qquad (4)$$

determină pe N_1, iar mai departe pe $N_2, N_3,\ldots, N_\lambda$, care vor fi aproximate la număr întreg de conductoare.

Specific înfăşurărilor trifazate este faptul că tensiunea magnetică rezultantă nu conţine armonicile de ordin $\nu=3(2K+1)$, cu $K=0,1,2,\ldots$. Din această cauză în sistemul de ecuaţii (3) nu este necesar să se impună şi condiţia:

$$V^{(3(2k+1))}=0. \qquad (5)$$

Sistemul de ecuaţii (3) poate fi aplicat şi înfăşurărilor monofazate sau bifazate, realizate pe armături cu simetrie biaxială. În acest caz este necesară condiţia (5), iar sistemul devine compatibil dacă se aleg primele $\left(\frac{\lambda}{2}-1\right)$ ecuaţii.

Eficacitatea unei astfel de înfăşurări, denumită înfăşurare sinusoidală (număr întreg de conductoare pe bobină), faţă de o înfăşurare cu pas scurtat şi număr fracţionar de crestături pe poli şi fază rezultă din analiza coeficientului de înfăşurare al armonicilor de ordin impar. Deoarece tensiunile electromotoare induse în cele λ bobine sînt în fază, coeficientul de înfăşurare poate fi definit prin raportarea înfăşurării considerate la o înfăşurare concentrată cu pas diametral şi N_t spire:

$$K_w^{(\nu)}=\frac{\sum_{j=1}^{\lambda} N_j \sin \gamma\frac{\beta_j}{2}}{\sum_{j=1}^{\lambda} N_j}. \qquad (6)$$

Din analiza sistemului de ecuaţii (3) rezultă că armonicile datorate repartiţiei discrete a conductoarelor la periferia armăturii ($\nu_d=Kz\pm1$) rămîn neatenuate:

$$K_w^{(kz\pm1)}=K_w^{(1)},\ \text{unde}:\ k=1,2,\ldots$$

ele atenuîndu-se prin metodele cunoscute [7].

3. Exemplu de aplicare a metodei

Fie o înfăşurare trifazată în dublu strat cu:

$$Z=15\,;\quad m=3\,;\quad p=1\,;\quad N_t=108\,;\quad \lambda=5.$$

În figura 2 este reprezentată distribuţia bobinelor unei înfăşurări de fază care din cauza numărului impar de crestături prezintă simetrie axială.

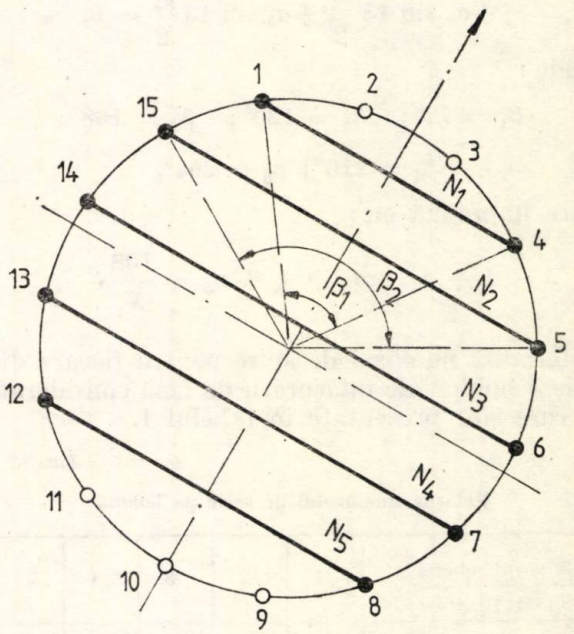


Fig. 2. Înfăşurare de fază sinusoidală, cu bobine repartizate concentric.

Numărul maxim de armonici care poate fi atenuat în ipoteza că această înfăşurare este realizată sinusoidal poate fi:

$$\lambda-1=4$$

şi este de dorit ca aceste armonici să fie următoarele:

$$\nu=5\,;\quad \nu=7\,;\quad \nu=11\,;\quad \nu=13.$$

În acest caz sistemul de ecuații (3) devine:

$$\sin 5\frac{\beta_1}{2} + a_2 \sin 5\frac{\beta_2}{2} + a_3 \sin 5\frac{\beta_3}{2} +$$

$$+ a_4 \sin 5\frac{\beta_4}{2} + a_5 \sin 5\frac{\beta_5}{2} = 0,$$

$$\sin 7\frac{\beta_1}{2} + a_2 \sin 7\frac{\beta_2}{2} + a_3 \sin 7\frac{\beta_3}{2} +$$

$$+ a_4 \sin 7\frac{\beta_4}{2} + a_5 \sin 7\frac{\beta_5}{2} = 0,$$

$$\sin 11\frac{\beta_1}{2} + a_2 \sin 11\frac{\beta_2}{2} + a_3 \sin 11\frac{\beta_3}{2} +$$

$$+ a_4 \sin 11\frac{\beta_4}{2} + a_5 \sin 11\frac{\beta_5}{2} = 0,$$

$$\sin 13\frac{\beta_1}{2} + a_2 \sin 13\frac{\beta_2}{2} + a_3 \sin 13\frac{\beta_3}{2} +$$

$$+ a_4 \sin 13\frac{\beta_4}{2} + a_5 \sin 13\frac{\beta_5}{2} = 0,$$

unde:

$$\beta_1 = 72°; \quad \beta_2 = 120°; \quad \beta_3 = 168°;$$

$$\beta_4 = 216°; \quad \beta_5 = 264°,$$

care împreună cu:

$$1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 = \frac{108}{N_1},$$

determină numărul de spire pentru fiecare din cele 5 bobine ale înfășurării de fază considerate și care sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Valorile numărului de spire pe bobină

Numărul bobinei / Numărul de spire	1	2	3	4	5
Calculat	4,725	22,571	36,528	30,217	13,957
Aproximat	5	22	36	31	14

Deoarece din punct de vedere tehnologic este dificil de realizat o înfășurare ale cărei bobine au pas variabil, din figura 2 rezultă că pentru înfășurarea analizată este posibil să se realizeze un pas de bobinaj aproximativ constant dacă:

$$N_2 + N_5 = N_3, \qquad (7)$$

iar distribuția bobinelor se modifică corespunzător figurii 3 în așa fel încît să nu se schimbe variația spațială a tensiunii magnetice din întrefierul mașinii.

Aproximarea la număr întreg de spire pe bobină, prezentată în tabelul 1 s-a făcut pentru cele mai apropiate numere întregi care verifică relațiile (4) și (7).

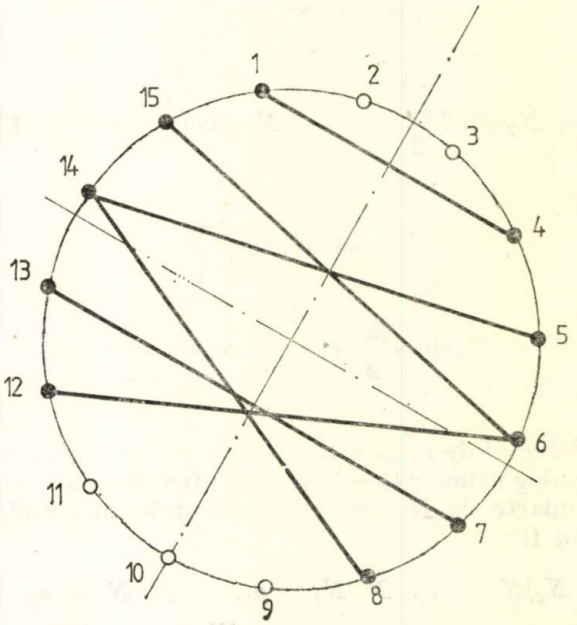


Fig. 3. Înfășurare de fază, sinusoidală, cu pas constant.

Coeficientul de înfășurare corespunzător diferitelor armonici de ordin impar, poate fi calculat prin introducerea datelor din tabelul 1 în relația (6), iar rezultatele sînt prezentate în tabelul 2,

Tabelul 2

Valorile coeficienților de înfășurare

$k_w^{(\nu)}$ / ν	1 29 ;31	3* 27	5 15 ;25	7 23	9* 21	11 19	13 17
înf. A.	0,904	0,365	0	0,000658	0,019	0,0151	0,00788
înf. B.	0,909	0,379	0	0,087	0,234	0,103	0,059

* Armonicile nu apar în sistemul trifazat.

unde: „înf. *A*" este înfășurarea analizată în lucrare,

„înf. *B*" este o înfășurare nesinusoidală, în dublu strat, cu număr constant de spire pe bobină, la care: $Z = 15$; $m = 3$; $p = 1$; pasul de bobinaj este astfel ales încît amplitudinea armonicii de ordinul 5 este zero; coeficientul de înfășurare a acestei înfășurări a fost calculat după [7].

Din tabelul 2, se observă o atenuare foarte pronunțată a armonicilor 9, 11 pe care o realizează înfășurarea sinusoidală în raport cu înfășurarea nesinusoidală.

5. Concluzii

Cu ajutorul metodei prezentate în lucrare, s-a proiectat o înfășurare sinusoidală trifazată specifică selsinelor care funcționează într-un *lanț de control*.

Această metodă nu este empirică ci teoretică; ea se poate adapta la tehnicile moderne de calcul, iar precizia este limitată de aproximarea funcției sinus și a numărului de conductoare din crestătură.

Metoda poate fi extinsă și la alte tipuri de mașini electrice de curent alternativ, monofazate, bifazate, trifazate la care se dorește o atenuare pronunțată a armonicilor spațiale din unda tensiunii magnetice.

Semnificația simbolurilor utilizate

Z este numărul de crestături;
p — numărul de perechi de poli;
m — numărul de faze;
N_j — numărul de conductoare dintr-o latură a bobinei j;
λ — numărul de bobine pe fază;
β_j — deschiderea bobinei j, exprimată în grade;
α — coordonata curentă a unui punct situat în întrefierul mașinii;
ν — ordinul armonicii;
$V^{(\nu)}$ — amplitudinea armonicii de ordinul ν din unda spațială a tensiunii magnetice;
$v^{(\alpha)}$ — variația spațială a tensiunii magnetice;
$K_w^{(\nu)}$ — factorul de înfășurare corespunzător armonicii de ordinul ν.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Înfășurările mașinilor electrice (trad. din l. germană), București, Edit. tehnică, 1958.
[2] *Appleman, W. R.* The cause and elimination of noise în small motors. In: AIEE Transactions (Electrical Engineering), **vol. 56**, Nov. 1937, p. 1359–67.
[3] *Berman, A. J. Schinzinger, R., Farmanfarma, G.* Space harmonics generated by concentric windings. In: AIEE Transactions (Electrical Engineering), **vol. 73**, dec. 1954, p. 1416–21.
[4] *Maftei, Gh., Ursu, T.* Optimizarea distribuției înfășurării sinusoidale concentrice. In: EEA — Electrotehnica **28**, nr. 4, mai 1980, p. 186–8.
[5] *Gavrilescu, C.* Factorii de înfășurare ai bobinajelor cu repartizare sinusoidală din transformatoarele rotative. In: EEA — Electrotehnica **27** nr. 3, apr. 1979, p. 110–4.
[6] *Richter, R.* Mașini electrice, **vol. I** (trad. din l. germană), București, Edit. tehnică, 1958.
[7] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, **vol. III**, Edit. Academiei R. S. România, București, 1970.

CZ 621.3.013

FERITE
CIRCULATOARE DE MICROUNDE

Analiza pierderilor în circulatoarele de microunde

SAJIN GHEORGHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Parametrii esențiali ce caracterizează circulatoarele de microunde sînt: izolarea, cu valori uzuale mai mari de 20 *dB* și pierderile de inserție, cu valori uzuale mai mici de 1 *dB*.

Avînd în vedere că un nivel de pierderi de 1 *dB* se traduce prin pierderea a aproximativ 20% din puterea de intrare, este evident că reducerea acestui nivel se impune ca o sarcină deosebită în realizarea circulatoarelor.

Pierderile de putere în circulatoarele de microunde se datoresc în principal următoarelor trei mecanisme:

— pierderi magnetice în ferite,
— pierderi dielectrice în ferite,
— pierderi de conducție.

Scopul acestui articol este de a analiza aceste pierderi, luînd în considerație cît mai multe aspecte ale problemei. În final se citează cîteva procedee tehnologice susceptibile să permită minimizarea pierderilor de inserție în circulatoarele de microunde.

* Intrepr. de piese radio și semiconductoare — Băneasa.

1. Analiza pierderilor dielectrice în ferite

Punerea în evidență a pierderilor dielectrice se face prin introducerea permitivității sub formă complexă:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''. \qquad (1)$$

Utilizarea acestei forme a permitivității în ecuațiile lui Maxwell, pentru cazul armonic, pune în evidență permitivitatea efectivă a mediului sub forma:

$$\varepsilon_e = \varepsilon' \left[1 - \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \right) \right], \qquad (2)$$

formă ce include pierderile dielectrice ale mediului. Se convine să se noteze:

$$\operatorname{tan}\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'}, \qquad (3)$$

relație ce constituie definiția tangentei unghiului de pierderi pentru orice mediu. Se remarcă dependența tangentei unghiului de pierderi de conductivitatea mediului, deci, aprecierea pierderilor dielectrice în ferite implică luarea în considerație a conducției în aceste materiale.

Mecanismul conducției în ferite este dat de prezența în rețeaua cristalină, pe lîngă ionii de fier trivalent Fe^{3+} și a unor mici cantități de ioni de fier bivalent Fe^{2+}, care permite migrarea electronilor [1, 5, 6]:

$$Fe^{2+} \rightleftarrows Fe^{3+} + e^{-}. \qquad (4)$$

Acest fenomen nu afectează neutralitatea macroscopică, dar, duce la creșterea conductivității și, implicit, la mărirea pierderilor prin mărirea unghiului de pierderi.

Din punct de vedere practic, pentru obținerea unor ferite cu tangente de pierderi rezonabile, sînt necesare rezistivități de ordinul de mărime 10^8ohm.cm. Pentru feritele uzuale tangenta unghiului de pierderi este de ordinul de mărime 10^{-4}, mărime suficient de scăzută pentru a nu avea rol esențial în ansamblul pierderilor în circulatoare.

2. Analiza pierderilor magnetice în ferite

Pierderile magnetice în ferite constituie principala sursă de pierderi în dispozitivele nereciproce de microunde. În literatura de specialitate sînt tratate două situații distincte:

— pierderi la nivel mic de putere,

— pierderi la nivel mare de putere.

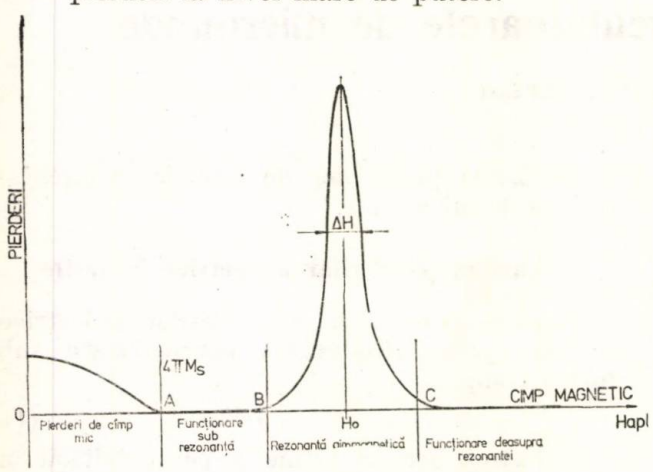


Fig. 1. Curba de variație a pierderilor în funcție de cîmpul magnetic de polarizare, pentru o frecvență dată.

Cele două situații vor fi abordate separat în cele ce urmează, considerîndu-se cunoscute problemele fundamentale ale comportării feritelor la frecvențe foarte înalte.

2.1. Pierderile la nivel mic de putere

Curba pierderilor într-un mediu de ferită la nivele mici ale unui semnal de microunde, de frecvență dată, este cea indicată în figura 1.

În curba din figura 1 au fost figurate, în ordonată, pierderile la o scară arbitrară, iar în abscisă, cîmpul magnetic de polarizare, H_{apl}. Se remarcă pe această curbă patru domenii cu comportări distincte în ce privește pierderile magnetice.

— pierderi magnetice de cîmp mic (domeniul OA),

— pierderi magnetice sub rezonanță (domeniul AB),

— rezonanță giromagnetică (domeniul BC),

— pierderi magnetice deasupra rezonanței (domeniul $C\infty$). Domeniile $A - B - C - \infty$ ale curbei se modelează matematic cu ajutorul părților disipative ale elementelor tensorului permeabilitate:

$$\mu'' = \frac{2 \cdot \Delta H \cdot 4\pi M_s (4H_i^2 - 4H_0^2 - \Delta H^2)}{(4H_i^2 - 4H_0^2 - \Delta H^2)^2 + 16 \cdot H_i^2 \cdot \Delta H^2}, \qquad (5a)$$

$$K'' = \frac{16 \cdot H_i \cdot H_0 \cdot \Delta H \cdot 4\pi M_s}{(4H_i^2 - 4H_0^2 - \Delta H^2)^2 + 16H_i^2 \cdot \Delta H^2}, \qquad (5b)$$

unde s-a notat cu:

H_i — cîmpul magnetic intern în mediul de ferită,

H_0 — cîmpul magnetic de rezonanță giromagnetică,

H — lățimea liniei de rezonanță giromagnetică

$4\pi M_s$ — magnetizarea de saturație a feritei.

Se remarcă pe curba din figura 1 domeniile OA și BC, domenii în care pierderile au valori considerabile în comparație cu restul curbei. Aceste domenii sînt discutate în cele ce urmează:

2.2. Pierderile la rezonanța giromagnetică

Rezonanța giromagnetică decurge într-un mediu de ferită, pentru o frecvență dată, la un cîmp magnetic intern $H_i = H_0 = f/\gamma$, unde γ este raportul giromagnetic. Acest fenomen de rezonanță poate fi remarcat din relațiile (5), ce tind spre valori foarte mari pentru $H_i = H_0$. Pierderile la rezonanța giromagentică se iau în considerație prin intermediul unui factor de pierderi, α, definit ca:

$$\alpha = \frac{1{,}4 \cdot \Delta H}{\omega}, \qquad (6)$$

unde $\omega = 2\pi f$, este pulsația undei electromagnetice. Lățimea liniei de rezonanță giromagnetică, ΔH, se definește ca un interval de cîmp magnetic la limita căruia pierderile înregistrate la rezonanță scad la jumătate din valoarea lor maximă (fig. 1). Acest parametru este de primă importanță deoarece determină în mare măsură regimurile de cîmp magnetic în care pot lucra diversele dispozitive de microunde.

Teoria ferimagnetismului prezintă ca factori ce contribuie la lățimea liniei de rezonanță, în ordinea importanței, pe următorii :

— fenomenele de relaxare în ferite,
— porozitatea și incluziunile nemagnetice,
— anizotropia magneto-cristalină,
— condițiile de suprafață.

2.2.1. Fenomenele de relaxare în ferite

În acord cu sistemul Bloch — Bloembergen de tratare a pierderilor [5], ecuația de precesie a vectorului magnetizare $\bar{M}$ în jurul direcției cîmpului magnetic de polarizare $\bar{H}_i$ este dată de relațiile :

$$\left(\frac{d\bar{M}}{dt}\right)_{xy} = -\gamma(\bar{M}X\bar{H}_i) - \frac{\bar{M}_{xy}}{T_1}, \quad (7)$$

$$\left(\frac{d\bar{M}}{dt}\right)_{z} = -\gamma(\bar{M}X\bar{H}_i) - \frac{\bar{M}_z - \bar{M}}{T_2}, \quad (8)$$

unde s-a considerat (fig. 2) că axa Oz a sistemului ortogonal de coordonate $Oxyz$ se suprapune peste direcția cîmpului magnetic $\bar{H}_i$.

Primul termen al fiecărei ecuații (7) și (8) reprezintă mișcarea de precesie, iar cel de-al doilea termen reprezintă o perturbare a acestei mișcări, cu caracter de pierderi. În planul xOy pierderile tind să frîneze mișcarea de precesie, iar după axa Oz tind să alinieze vectorul magnetizare la vectorul cîmp magnetic de polarizare. Aceste fenomene sînt reprezentate prin factorii T_1 și T_2, cu dimensiuni de timp, dintre care cel mai important este T_2 : timpul de relaxare spin — rețea. Se remarcă faptul că pentru timpi mici (viteze de relaxare mari), pierderile în ferite cresc. Conform datelor din literatura de specialitate [1, 3, 5, 6], ionii pămînturilor rare măresc pierderile, fiind impurități rapid relaxante.

2.2.2. Porii și incluziunile nemagnetice, acționează ca centri locali de demagnetizare ce cauzează neomogenități în cîmpul magnetic intern. În aceste condiții are loc o lărgire a liniei de rezonanță proporțională cu magnetizarea de saturație a feritei și cu volumul efectiv al porozității. Contribuția porozității și a incluziunilor nemagnetice din ferită la lățimea liniei de rezonanță a fost apreciată în literatură [2] ca fiind aproximată de relația :

$$\Delta H_{por} = 1{,}5 \cdot p \cdot 4\pi M_s, \quad (9)$$

unde p reprezintă un factor de porozitate.

2.2.3. Anizotropia magneto-cristalină constă în faptul că, la nivel microscopic, fiecare microdomeniu magnetic are o direcție cristalografică preferențială cu orientare aleatoare în raport cu cîmpul magnetic de polarizare aplicat, situație în care apar cîmpuri de demagnetizare cu direcții aleatoare. Aceste cîmpuri introduc o lărgire a liniei de rezonanță, proporțională cu energia de magnetizare de anizotropie.

Se pot distinge două situații în considerarea efectului anizotropiei asupra pierderilor.

În cazul unor cîmpuri de anizotropie mari, $H_{aniz} > 4\pi M_s$, cuplajul între microdomeniile magnetice este slab comparativ cu cîmpul

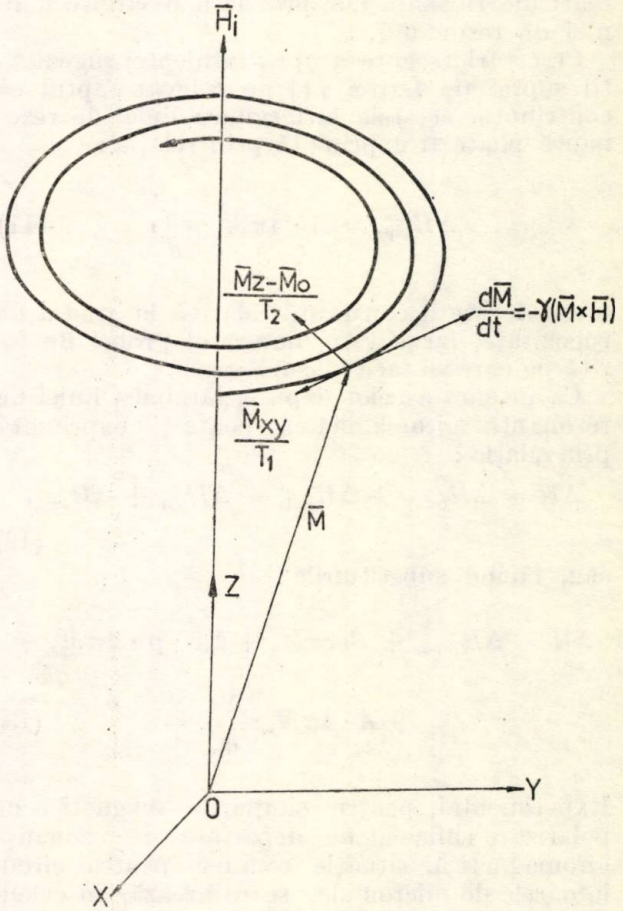


Fig. 2. Relaxarea mișcării de precesie a vectorului magnetizare.

intern din interiorul fiecărui microdomeniu. În această situație fiecare microdomeniu tinde să rezoneze independent, aportul la pierderile magnetice datorîndu-se superpoziției rezonanțelor individuale.

În cazul unor anizotropii mici $H_{aniz} < 4\pi M_s$, cuplajul între microdomenii este preponderent în fața cîmpurilor de anizotropie individuale. În acest caz microdomeniile tind să rezoneze colectiv. Aceasta este situația întîlnită în cazul majorității materialelor feritice cu aplicabilitate în realizarea de componente de microunde.

Contribuția la lățimea liniei de rezonanță este dată de relația :

$$\Delta H_{aniz} = \frac{C}{4\pi M_s}, \quad (10)$$

unde C este o constantă de anizotropie exprimată prin energia necesară rotației axelor mag-

netice preferențiale a microdomeniilor din direcția „ușoară" în direcția „grea" [1].

2.2.4. Starea suprafeței, prin rugozitatea ei, poate provoca efecte de demagnetizare, în special în materialele cu magnetizare de saturație mare.

Experimentările indică faptul că diametre mari ale rugozităților provoacă o lărgire a liniei de rezonanță.

Cercetări recente asupra influenței rugozității suprafeței feritei [1] au relevat faptul că contribuția acesteia la lărgimea liniei de rezonanță poate fi exprimată prin relația:

$$\Delta H_{supr} = A \cdot 4\pi M_s \cdot \frac{1}{d}, \qquad (11)$$

unde A este o constantă relativă la gradul de rugozitate, iar d este diametrul probei de ferită pe care se face măsurătoarea.

Ca urmare a celor expuse, lărgimea liniei de rezonanță giromagnetică poate fi exprimată prin relația:

$$\Delta H = \Delta H_{relax} + \Delta H_{anîz} + \Delta H_{por} + \Delta H_{supr}, \qquad (12)$$

sau, făcînd substituirile:

$$\Delta H = \Delta H_{relax} + C/4\pi M_s + 1{,}5 \cdot p \cdot 4\pi M_s + + A \cdot 4\pi M_s \cdot \frac{1}{d}. \qquad (13)$$

Experimental, pentru cîmpurile magnetice de polarizare suficient de depărtate de rezonanța giromagnetică, situație comună pentru circulatoarele de microunde, se utilizează, în calculul pierderilor, lărgimea de linie efectivă ΔH_{eff}, ce se poate calcula [6], cu ajutorul relației:

$$\Delta H_{eff} = 4\pi M \cdot Im\left(\frac{1}{\mu - 1}\right). \qquad (14)$$

Astfel, în afara domeniului rezonanței giromagnetice pierderile se calculează cu utilizarea lărgimii de linie efective ΔH_{eff}, în timp ce lărgimea liniei de rezonanță giromagnetică ΔH intervine în determinarea domeniului de fezabilitate a unei anumite componente.

2.3. Pierderile magnetice de cîmp mic

Starea de saturație magnetică a unei ferite corespunde unei situații în care cvasitotalitatea domeniilor Weiss sînt orientate în direcția cîmpului magnetic de polarizare aplicat.

Această stare se obține prin aplicarea unui cîmp magnetic de polarizare mai mare decît magnetizarea de saturație, teoria majorității componentelor de microunde cu ferită, presupunînd îndeplinită condiția de saturație magnetică pentru feritele utilizate.

În cazul în care cîmpul magnetic aplicat este nul sau mai mic decît magnetizarea de saturație, ferita este parțial magnetizată iar tensorul permeabilitate își pierde caracterul său global, fiecare domeniu în parte fiind caracterizat printr-o formă locală a acestui tensor, dependentă de orientările locale.

Răspunsul în microunde al unei ferite parțial magnetizate este caracterizat prin existența unui tensor permeabilitate efectivă, μ_{eff}, definit ca raportul dintre densitatea de flux magnetic de microunde mediată spațial și cîmpul magnetic de microunde din interiorul materialului. Chiar în absența unui cîmp magnetic de polarizare, în fiecare punct al materialului există un cîmp magnetic intern care are, în principal, două origini: anizotropia magneto-cristalină și interacțiunile bipolare magnetice.

Datorită existenței acestui cîmp intern intrinsec este posibilă o rezonanță giromagnetică naturală pentru frecvențe mai mici decît o frecvență limită [6], dată de relația:

$$f_{lim} = \frac{1{,}4 \cdot 4\pi M_s}{\pi}. \qquad (15)$$

Aceste fenomene de rezonanță naturală antrenează pierderi magnetice „de cîmp mic", ce se diminuează progresiv odată cu aplicarea unui cîmp magnetic static. Astfel de pierderi dispar practic în momentul în care cîmpul de

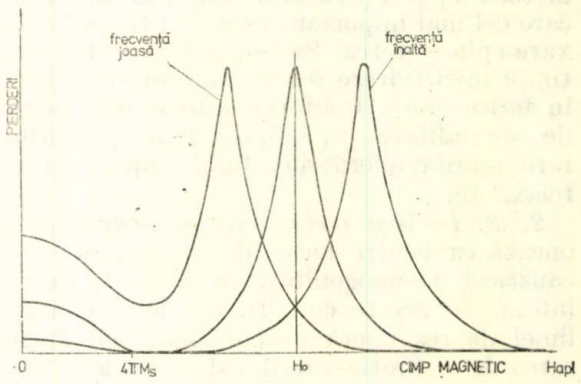


Fig. 3. Efectul scăderii frecvenței asupra pierderilor pentru o lățime de linie ΔH și o magnetizare de saturație, $4\pi M_s$ date.

polarizare aplicat este suficient de puternic pentru a satura întregul material feritic, deci cînd $H_{apl} = 4\pi M_s$.

Avînd în vedere aceste pierderi (fig. 3.) nu este posibilă realizarea unui circulator de microunde subrezonant dacă nu există o plajă suficientă de cîmp magnetic (domeniul AB) între zona de pierderi de cîmp mic și zona de rezonanță giromagnetică.

O asemenea situație s-a ivit în tentativa de a realiza în cadrul CCSITS a unui ciculator, cu utilizarea unui disc de ferită tip G55S

(UNITRA — R.P. Polonă) cu diametrul de 20 mm. Această dimensiune a discului poate permite, pentru o polarizare sub rezonanţa giromagnetică, realizarea unei structuri de circulator pe frecvenţa de 2,4 GHz. Pentru asemenea frecvenţă rezonanţa giromagnetică recurge la un cîmp intern în ferită $H_0 = 850$ Oe. Datele de catalog ale acestui tip de ferită sînt: $4\pi M_s = 550$ Gs; $\Delta H = 300$ Oe, date ce permit stabilirea lărgimii domeniului AB la 150 Gs. Totuşi, deoarece trecerile între domeniile OA, AB şi BC nu sînt abrupte (mai ales în cazul de faţă, în care linia de rezonanţă giromagnetică este foarte largă), acest domeniu de 150 Gs s-a dovedit a fi insuficient în obţinerea unor pierderi mici pentru structura de circulator realizată. Deşi a fost obţinut efectul nereciproc scontat la frecvenţa $f = 2{,}46$ GHz, totuşi pierderile s-au menţinut la un nivel de circa 1,5 dB, prea mari pentru a putea fi acceptate.

Concluzia ce decurge din cele prezentate este că fezabilitatea unui circulator în acest domeniu de cîmp magnetic este posibilă doar dacă frecvenţa lui de lucru este mai mare decît frecvenţa limită f_{lim} dată de relaţia (16) şi dacă magnetizarea de saturaţie şi lăţimea liniei de rezonanţă giromagnetică sînt astfel alese încît să existe un domeniu AB suficient de larg încît curba pierderilor în acest domeniu să coboare sub o valoare stabilită ca prag de acceptare.

2.4. Pierderile la nivel mare de putere

La nivele mari de putere de microunde se pot distinge două situaţii, în funcţie de raportul dintre amplitudinea curentă a componentei de cîmp magnetic de microunde h şi o anumită valoare critică a acestei amplitudinii h_{crit}.

Dacă $h < h_{crit}$, deci dacă nivelul undei electromagnetice, deşi mare, este sub nivelul cîmpului critic, pot apare fenomene nedorite datorită încălzirii feritei. Pierderile de inserţie, chiar mici, pot duce la disiparea unor cantităţi importante de energie în ferită, ceea ce poate compromite prin încălzire, funcţionarea circulatorului.

În această situaţie, conductivitatea termică a feritei, comportarea ei cu temperatura şi particularităţile de montaj ale circulatoarelor joacă un rol esenţial.

Dacă $h > h_{crit}$ apar, în afara celor expuse mai sus, şi fenomene neliniare ce se traduc prin pierderi magnetice suplimentare ce devin rapid prohibitive pentru funcţionarea dispozitivelor de microunde.

Efectele neliniare ce apar se datoresc faptului că mişcările de spin, responsabile de existenţa momentelor magnetice, nu mai au loc în fază, ducînd la formarea undelor de spin, progresive sau staţionare. Nivelul puterii de microunde la care ia naştere acest fenomen depinde de cîmpul magnetic de polarizare aplicat. Unui anumit cîmp magnetic de polarizare îi corespunde o anumită valoare critică h_{crit} care constituie pragul de apariţie a fenomenelor neliniare. Depăşirea acestui prag (vezi fig. 4) duce la modificarea aspectului curbei de pierderi, în sensul apariţiei unei rezonanţe subsidiare la cîmpul magnetic de polarizare H_s inferior cîmpului de rezonanţă giromagnetică H_0. Concomitent are loc lărgirea şi aplatisarea curbei de rezonanţă giromagnetică (fig. 5).

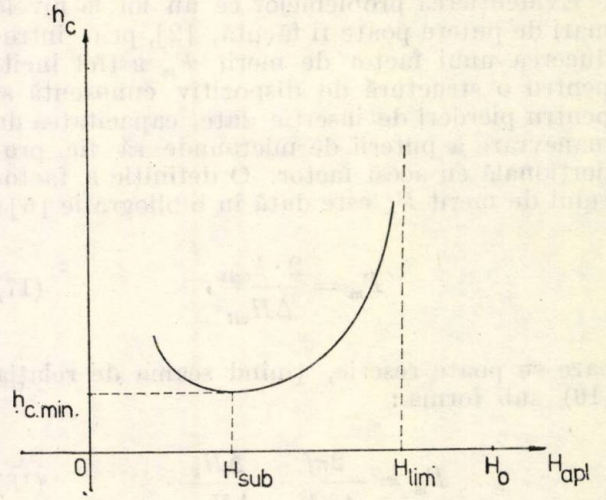


Fig. 4. Curba variaţiei cîmpului de microunde critic în funcţie de cîmpul magnetic de polarizare.

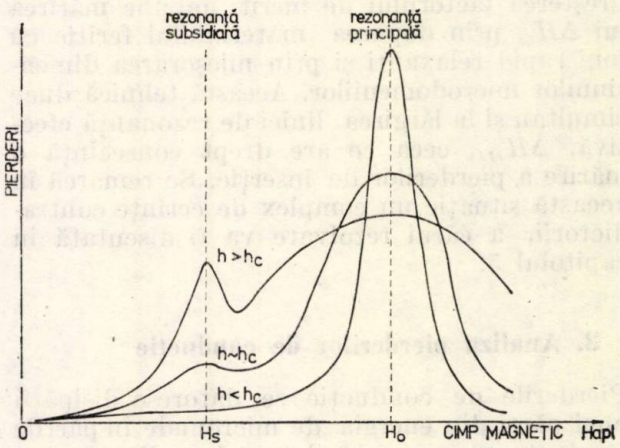


Fig. 5. Apariţia rezonanţei subsidiare pentru un cîmp de microunde ce depăşeşte cîmpul critic.

Rezultatul apariţiei rezonanţei subsidiare constă în faptul că întregul domeniu devine extrem de disipativ şi practic de neutilizat în aplicaţii.

Caracterizarea undelor de spin, care iau naştere la nivele mari de putere de microunde, se face prin introducerea unei linii de rezonanţă de spin a cărei lărgime, ΔH_k, descrie amortizarea acestor unde. Pentru un disc de ferită, caz tipic pentru un circulator, cîmpul critic este exprimat aproximativ prin relaţia:

$$h_{crit,\,min} = 0{,}5 \cdot \Delta H_k \cdot \frac{f}{1{,}4 \cdot 4\pi M_s} \cdot \qquad (16)$$

Se remarcă faptul că $h_{crit.\,min}$ este invers proporţional cu magnetizarea de saturaţie şi direct proporţional cu frecvenţa de lucru, de unde rezultă că, la frecvenţe foarte înalte, capacitatea circulatoarelor de a manevra puteri mari creşte.

Evidenţierea problemelor ce au loc la nivele mari de putere poate fi făcută, [2], prin introducerea unui factor de merit F_m astfel încît, pentru o structură de dispozitiv cunoscută şi pentru pierderi de inserţie date, capacitatea de manevrare a puterii de microunde să fie proporţională cu acest factor. O definiţie a factorului de merit F_m este dată în bibliografie [6]:

$$F_m = \frac{2 \cdot h_{crit}}{\Delta H_{eff}}, \tag{17}$$

care se poate rescrie, ţinînd seama de relaţia (16) sub forma:

$$F_m = \frac{2\pi f}{4\pi M_s} \cdot \frac{\Delta H_k}{\Delta H_{eff}}. \tag{18}$$

Creşterea factorului de merit impune mărirea lui ΔH_k, prin doparea materialului feritic cu ioni rapid relaxanţi şi prin micşorarea dimensiunilor microdomeniilor. Această tehnică duce simultan şi la lărgirea liniei de rezonanţă efectivă, ΔH_{eff}, ceea ce are drept consecinţă o mărire a pierderilor de inserţie. Se remarcă în această situaţie un complex de cerinţe contradictorii, a cărui rezolvare va fi discutată în capitolul 5.

3. Analiza pierderilor de conducţie

Pierderile de conducţie se datoresc disipării unei părţi din energia de microunde în părţile conductoare ale circulatoarelor. Rezolvarea ecuaţiilor lui Maxwell pentru un mediu conductor în care curenţii de deplasare sînt neglijabili faţă de curenţii de conducţie şi în care nu avem o sarcină imprimată, duce la obţinerea unei expresii a amplitudinii cîmpului de microunde scăzătoare cu distanţa de la suprafaţa mediului conductor.

Dacă se consideră axa Z a unui sistem de axe rectangular ca fiind normală la suprafaţa mediului conductor, expresia cîmpului electric în mediul conductor va fi dată de expresia:

$$E(z) = E_0 \cdot \exp[(-\sqrt{\omega\mu\sigma/2} - j\sqrt{\omega\mu\sigma/2})z]. \tag{19}$$

Distanţa pe care amplitudinea undei electromagnetice este atenuată de $e = 2{,}71$ ori poartă numele de *adîncime de pătrundere.*

Expresia adîncimii de pătrundere rezultă din calcule:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}, \tag{20}$$

unde μ reprezintă permeabilitatea materialului conductor. Deoarece $\mu = \mu_0\,\mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7}\mu_r$, iar în majoritatea cazurilor practice $\mu_r = 1$, adîncimea de pătrundere se poate scrie sub forma aproximativă:

$$\delta = \frac{503}{\sqrt{f\sigma}}. \tag{21}$$

Se remarcă faptul că adîncimea de pătrundere scade odată cu creşterea frecvenţei şi a conductivităţii materialului. Pentru aprecierea pierderilor de conducţie se consideră un element conductor de grosime δ, lăţime dl şi lungime unitară.

Pierderile de putere sub formă de disipaţie termică în acest element conductor vor fi date, pentru un curent de amplitudine dI de relaţia:

$$dP_{dis} = \frac{(dI)^2}{2\sigma\delta dl}, \tag{22}$$

Amplitudinea curentului dI, se poate scrie sub forma:

$$dI = J dl, \tag{23}$$

unde J este densitatea de curent.

Pierderea de putere datorită conducţiei se calculează prin integrare pe întreaga suprafaţă metalică Σ a structurii de circulator:

$$P_{dis} = \frac{1}{2}\int_{\Sigma} \frac{(J \cdot dl)^2}{\sigma \cdot \delta \cdot dl} = \frac{1}{2} R_s \int_{\Sigma} J^2\, dl. \tag{24}$$

În relaţia (24) s-a notat cu R_s rezistenţa de suprafaţă a conductoarelor la frecvenţa de lucru şi cu considerarea efectului pelicular, adică rezistenţa unui strat de suprafaţă cu grosime δ, lăţimea şi lungimea fiind unitare.

$$R_s = \frac{1}{\sigma \cdot \delta} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2 \cdot \sigma}}. \tag{25}$$

Deoarece densitatea de curent este numeric egală cu valoarea componentei de cîmp magnetic, tangenţiale la conductor, relaţia (24) se poate scrie:

$$P_{dis} = \frac{1}{2} R_s \int_{\Sigma} |\bar{h}_{tan}|\, dl. \tag{26}$$

De remarcat faptul că puterea disipată în conductoare este direct proporţională cu amplitudinea componentei de cîmp magnetic, deci cu nivelul de putere la care lucrează dispozitivul şi cu rezistenţa suprafeţei conductoare.

4. Reducerea pierderilor în circulatoare

Reducerea pierderilor dielectrice

Aşa după cum s-a arătat în capitolul 1 pierderile dielectrice în ferită se datorează micilor cantităţi de ioni de fier bivalent care, punînd în libertate un electron, măresc conducţia şi simultan şi pierderile (14).

Efectele acestui fenomen pot fi diminuate prin adoptarea unor precauţiuni tehnologice care constau din :

— evitarea alegerii de compoziţii chimice care să necesite utilizarea de elemente volatile, deoarece, în aceste condiţii, controlul riguros al proporţiei de ioni din formula chimică dedusă teoretic este dificil ;

— dacă acest lucru nu este posibil se va încerca utilizarea unui proces tehnologic care să realizeze o sinterizare la o temperatură relativ scăzută ;

— respectarea cu stricteţe a procesului tehnologic stabilit. În particular pentru granaţi, obţinerea lor reproductibilă necesită ajustarea proporţiei finale de ioni constituenţi pînă la nivelul 10^{-3}, iar temperatura trebuie controlată într-o plajă de 5° în jurul valorii nominale.

Reducerea pierderilor magnetice la nivel mic de putere

Se axează pe două direcţii : reducerea lăţimii liniei de rezonanţă giromagnetică şi reducerea pierderilor de cîmp mic. Relaţia (13) indică contribuţiile diverşilor termeni la lăţimea liniei de rezonanţă ΔH.

Micşorarea termenului $\Delta H_{\text{relax.}}$ se poate obţine prin evitarea utilizării în procesul tehnologic a ionilor magnetici rapid relaxanţi care sînt în principal ionii pămînturilor rare.

Din păcate, această cerinţă vine în contradicţie cu alte necesităţi practice : o magnetizare de saturaţie bine determinată şi o bună stabilitate a ei cu temperatura.

Reducerea contribuţiei anizotropiei, porilor, neomogenităţii şi stărilor de suprafaţă la lărgimea liniei de rezonanţă ΔH sînt probleme de respectare a disciplinei tehnologice impuse. Contribuţiile porilor şi incluziunilor nemagnetice pot fi reduse, printr-o disciplină tehnologică riguroasă, la valori în jur de 0,05 % din ΔH.

În particular, reducerea anizotropiei magnetocristaline constituie o problemă de alegere a structurii cristalografice a feritei şi de studiere a compoziţiei ei chimice.

Prin luarea în consideraţie a tuturor acestor factori s-a reuşit obţinerea [7] a unor lăţimi de linie de rezonanţă de ordinul a 2 — 3 Oe.

Evitarea pierderilor de cîmp mic de polarizare se poate realiza prin micşorarea domeniului în care acestea au loc ceea ce echivalează cu obţinerea de ferite cu o magnetizare de saturaţie cît mai mică. Ingustarea liniei de rezonanţă giromagnetică conjugată cu obţinerea unei magnetizări de saturaţie mici duce la scăderea f_{lim} (relaţia (15)) şi la mărirea plajei de manevră în alegerea cîmpurilor magnetice de polarizare sub rezonanţă a circulatoarelor de microunde.

Reducerea pierderilor magnetice la nivel mare de putere se poate face pe mai multe căi, fiecare prezentînd anumite avantaje şi dezavantaje.

Una dintre căi urmăreşte creşterea cîmpului critic h_{crit} şi, deci, şi a lărgimii liniei de rezonanţă de spin ΔH_K. Aceasta se poate realiza prin introducerea în reţeaua cristalină a feritei a unor ioni magnetici relaxanţi, provocînd astfel amortizarea mişcărilor de spin. Dar, aşa cum s-a arătat mai înainte, aceasta provoacă o lărgime a lăţimii liniei de rezonanţă şi, deci, pierderi magnetice mari. Aceasta conduce, mai ales la dispozitivele de mare putere la disiparea unei mari cantităţi de căldură ceea ce grevează funcţionarea.

Se poate mări ΔH_K păstrînd valori rezonabile pentru ΔH prin ajustarea structurii granulare a feritei. Dacă microdomeniile magnetice sînt suficient de mici ($\simeq 1$ μm) condiţiile de propagare a undelor de spin sînt perturbate rezultînd o mărire considerabilă a lui ΔH_K. Acest procedeu este grevat de necesitatea utilizării unei tehnologii de presare la cald, care este foarte scumpă şi necesită utilaje înalt specializate.

A treia metodă constă în aplicarea de cîmpuri magnetice de polarizare superioare lui H_{lim} (fig. 4.). Dezavantajul acestei metode constă în faptul că circulatoarele vor trebui realizate pentru funcţionare deasupra rezonanţei, ceea ce, pentru frecvenţe mari necesită cîmpuri de polarizare foarte mari şi deci magneţi cu un volum prohibitiv.

Reducerea pierderilor de conducţie

Analiza relaţiilor (24) şi (25) duce la concluzia că, pentru un nivel de putere şi o frecvenţă date, pierderile de conducţie pot fi reduse doar prin acţionare asupra rezistenţei de suprafaţă R_s, prin mărirea conductivităţii şi a adîncimii de pătrundere. Aceste cerinţe sînt contradictorii deoarece avînd în vedere relaţia (20) se remarcă faptul că mărirea conductivităţii duce la micşorarea adîncimii de pătrundere, deci, la mărirea rezistenţei de suprafaţă.

Totuşi, efectul global al măririi conductivităţii asupra rezistenţei de suprafaţă este în sensul scăderii ei (relaţia (25)).

În acest scop se utilizează, pentru părţile conductoare ale circulatoarelor materiale bune con-

ductoare, de exemplu cupru, argint, aur, depuse în grosimi de 5 ... 10 ori adîncimea de pătrundere. De remarcat faptul că ultimele două metale utilizate pot îndeplini și rol de protecție a suprafeței împotriva factorilor climatici. Pentru acest motiv argintarea sau aurirea suprafețelor în realizarea componentelor de microunde sînt larg utilizate, cu tot prețul lor ridicat.

5. Concluzii

Pierderile ce apar în circulatoarele de microunde se datorează unui complex de factori determinați dintre care rolul principal îl joacă datele de material și procedeele tehnologice aplicate.

Datele materialelor necesare pentru realizarea feritelor specifice unei anumite aplicații au, de foarte multe ori, efecte contrare asupra pierderilor. Acest fapt implică un compromis între diverșii parametri, punîndu-se accentul pe aceia dintre ei care sînt strict necesari în realizarea unei anumite componente. Această operațiune de alegere a parametrilor determinanți ai feritei trebuie conjugat cu efortul de a studia noi materiale și compoziții chimice care să satisfacă un număr cît mai mare de cerințe.

În ceea ce privește latura tehnologică de realizare a feritelor este indispensabilă aplicarea unei tehnologii bine studiată legată de compoziția materialului de procesat. Odată stabilită tehnologia optimă, se impune respectarea unei riguroase discipline tehnologice, în scopul obținerii unei bune reproductibilități a feritei.

Bibliografie

[1] *Dionne, F. Gerald.* A review of ferrites for microwave applications. In : Proc. of IEEE, **vol. 63**, No-5, may 1975, p. 777—789.

[2] *Schlömann, Ernst.* Behavior of ferrites in the microwave frequency range. In : Journal de Physique, Colloque C.I., Supplement an Nr. 2—3, **tome 32**, fevrier — mars — 1971, p. 1—443.

[3] *Schlömann, Ernst.* Microwave behavior of partially magnetized ferrites. In : Journal of Applied Physics, **vol. 41**, Nr. 1, p. 204—214, ian. 1970.

[4] *Rosenbaum, J. F.* Electromagnetic Wave propagation in Lossy Ferrites. In : IEEE — T — MTT, sep 1964, p. 517—528.

[5] *Lax, B., Button,* K. J. Microwave ferrites and ferrimagnetics. McGraw — Hill. Book Co, Inc. New York, 1962.

[6] *Nicolas, J.* Les ferrites pour hyperfrequences. In : Revue de Physique Appliquee, **Tome 9**, sep. 1974, p. 847.

[7] *Patton, C.E.* A review of microwave relaxation in polycristalline ferrites In : Proc. 1972 Intermag Conference, Kyoto, Japan.

CZ 621.313

MOTOR PAS CU PAS

Micropășirea—regimul de comandă optim al motorului pas cu pas în realizarea înregistratoarelor XY. Partea I.

TOACȘE GHEORGHE * — BRAȘOV

Introducere

Poate cel mai evident și frecvent criticat parametru calitativ al înregistratoarelor XY (plotere) este calitatea liniei descrise (trasate) de peniță pe hîrtie. Studiile au arătat că neuniformitățile unei linii drepte devin vizibile cu ochiul liber cînd sînt ciclice între una și cinci perioade pe centimetru, amplitudinile fiind mai mari de 0,05 mm. Calitatea liniei nu este determinată numai de perfecțiunea peniței și calitatea cernelii, ci și de răspunsul corelat („matching") al mișcării pe cele două axe, precum și de precizia de trasare (adică, traiectoriile care au aceleași coordonate finale trebuie să converge în acest punct indiferent de coordonatele inițiale). O linie uniformă se obține cînd mișcarea pe cele două axe este corelată, adică vitezele momentane pe X și Y, compun în fiecare moment un vector viteză rezultat al vîrfului peniței care trebuie să se suprapună peste direcția și sensul de deplasare prescris. Necorelarea, sau rămînerea în urmă a deplasării pe o axă, se datorează timpului de răspuns diferit pentru sistemele de acționare ale celor două axe. Intuitiv, acest timp de răspuns ar apărea ca diferența în timp între momentul realizării comenzii impuse și momentul precrierii acesteia. Timpul de răspuns este determinat de valoarea frecvenței de tăiere a sistemului, care la rîndul său este determinată de coeficientul de amplificare al sistemului. Acest coeficient nu rămîne constant, mai ales, în domeniul frecvențelor de rezonanță mecanică, deci, chiar dacă mișcarea este corelată în momentul amorsării rezonanței, linia devine neuniformă.

Prima generație de înregistratoare XY (clasice) au fost, și mai sînt încă cele acționate de un servosistem cu motor de curent continuu. La aceste servosisteme compromisul amplificare-stabilitate este cauza dificultăților în im-

* Universitatea din Brașov—Laboratorul de automatizări.

plementare a ploterelor. Un coeficient de amplificare mare, deci frecvență de tăiere $\omega_t = 2\pi f_t$ ridicată, realizează o eroare staționară mică deci precizie ridicată, dar, reduce marginea de fază (deci, stabilitatea). Totodată provoacă o mișcare necorelată pentru deplasări cu pante mult diferite de ± 1 adică axa cu timp de răspuns mai mare (ω_t mai mic) rămîne în urma celeilalte.

Înregistratoarele din generația a doua, la nivelul anilor 1977/78 sînt cu motoare pas cu pas (MPP) rotative, iar cele din generația a treia, la nivelul anilor 1979/80, cu MPP liniare. Spre deosebire de motorul de c.c., pentru MPP la care nu apare problema instabilității cînd este comandat în circuit deschis, în schimb la comanda de un pas prezintă un răspuns aperiodic amortizat (sistem de ordin doi cu $0 < \xi < 1$) și are o valoare mai mică pentru ω_t. Cu toate aceste dezavantaje aparente au fost realizate înregistratoare cu rezoluția de 0,025 mm [3], cînd MPP au fost comandate în regim de micropășire. Totuși dezavantajul real pentru aceste înregistratoare poate apărea prin amorsarea fenomenului de rezonanță mecanică la valori joase ale frecvenței $f_0 = 50 \div 200$ Hz ($\omega_0 = 2\pi f_0$) determinate de ansamblul MPP + sarcină, valori care se situează tocmai în gama de frecvențe normale pentru comanda MPP. Deoarece cuplul motor al MPP pe lîngă componenta constantă conține și armonici de ordin multiplu ale frecvenței de comandă, cînd frecvența de comandă este constantă sau se modifică, frecvențele armonicilor de cuplu (perturbatoare) pot deveni egale cu f_0, deci excitarea rezonanței, rezultînd o linie neuniformă. Eliminarea fenomenului de rezonanță mecanică poate fi realizat prin comanda în micropășire fie în circuit deschis cu injectarea, în forma de undă a curenților prin faze, a unor armonici care compensează armonicile perturbatoare de cuplu; fie printr-un sistem în circuit închis cu o reacție de viteză în curent alternativ, care devine activă numai în momentul amorsării rezonanței.

1. Principiul comenzii MPP în regim de micropășire

Structura MPP, care este un convertor electromecanic impuls-unghi, în cazul general, poate fi reprezentată ca în figura 1. Pe un stator sînt situate echidistant m bobine, fiecare bobină fiind considerată o fază, pasul $\theta_p = 2\pi/m$. Rotorul se figurează doar prin axa longitudinală d. Cînd se aplică, pentru comanda MPP, o succesiune de impulsuri în cod unitar $N_i (= 1,2,3,\ldots)$ cele m faze sînt conectate ciclic într-o anumită succesiune la sursa de putere $+U$.

Pentru exprimarea modificării în timp a tensiunilor aplicate implicit și a curenților pe cele m faze (în funcție de N_i) într-un plan $\alpha, j\beta$ cu originea în axa motorului se introduce vectorul („spațial") al tensiunii $U(\gamma)$ definit

$$U(\gamma) = U_b e^{j\gamma(N)} \tag{1}$$

$$\gamma(N) = \gamma_0 + h \Sigma \theta_p \cdot U(N - N_i) \tag{2}$$

în care U_b — modulul vectorului $U(\gamma)$.
$\gamma(N)$ — faza vectorului la al N-lea impuls de tact, γ_0 — faza inițială pentru $N = 0$),

$$u(N - N_i) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } N_i > N \\ 1 \text{ pentru } N_i < N, \end{cases}$$

$h = \pm 1$, variabilă corespunzătoare celor două sensuri de rotație.

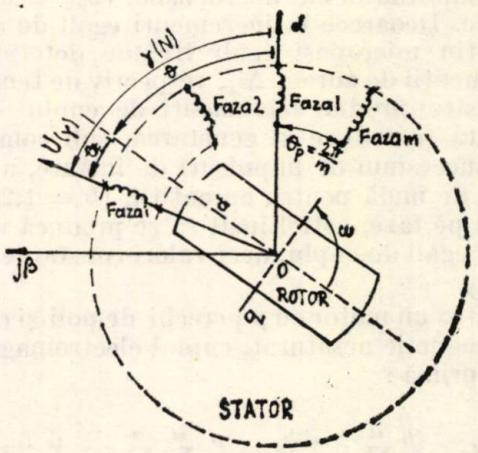


Fig. 1. Structura simplificată a MPP.

Faza vectorului $U(\gamma)$ este totdeauna multiplu de θ_p. Ideal, se consideră că axa *tmm* rezultante se suprapune peste $U(\gamma)$. Pentru un cuplu de sarcină nul la arbore, după o succesiune de impulsuri de tact, axa longitudinală a rotorului se suprapune peste $U(\gamma)$, $\gamma - \theta = 0$, la sarcina nenulă $\gamma - \theta = \varepsilon \neq 0$. Succesiunea secvențelor [5] de alimentare, determinată de structura blocului distribuitor (translator) este denumită secvență uniformă, cînd pentru toate impulsurile de tact numărul fazelor conectate simultan este același. De exemplu, secvențe impare $1-2-3-4-\ldots-(m-1)-m-1-2-\ldots$, $\ldots$, sau secvențe uniforme pare $12-23-32-\ldots-(m-1)m-m1-12-\ldots$, rezultînd pentru un număr de perechi de poli $p = 1$ un număr de pași $n = m$ efectuați de rotor de mărime $\theta_p = 2\pi/m$ grade mecanice, cînd sînt primite m impulsuri de tact, deci faza $\gamma(N)$ variază cu 2π grade electrice. Pentru $p \neq 1$ rezultă $\theta_p = 2\pi/pm$.

Pentru a mări numărul n de pași/tură este necesar a se mări numărul de poziții ale lui $U(\gamma)$. Din succesiunea secvențelor $12-23-34\ldots$ se pot obține pentru $\gamma(N)$ valori egale cu submultipli de θ_p, dacă în momentul aplicării

impulsului de tact fazele care comută nu au variații de $+U$ și respectiv $-U$, ci variații $\Delta U \ll U$, una din faze incrementînîndu-se (ΔU), cealaltă decrementînîndu-se. Se obține un regim de variație liniară crescătoare și descrescătoare (aproximată prin trepte) pentru tensiunile de alimentare a două faze vecine, regim denumit — de comandă în micropășire. Pe un interval de un pas θ_p se obține pentru $U(\gamma)$ un număr de stări $K_\mu = U/\Delta U$ număr care este egal și cu micropașii efectuați de rotor pe intervalul de un pas normal. Din motive de implementare valorile lui K_μ sînt puteri ale lui 2, ajungîndu-se la un număr $M = nK_\mu$ de pași pe tură pînă la 51 200 [10]. Pentru variații cu incremenți egali de tensiune, respectiv de curent, în general, nu rezultă incremenți egali în variația fazei $\Delta\gamma(N)$, deci amplitudini ale micropașilor ($\theta_{\mu p} = \theta_p/K_\mu$) inegale. Deoarece la incremenți egali de cuplu se obțin micropași egali trebuie determinați incremenții de curent Δi_k, respectiv de tensiune Δu_k, care produc incremenți de cuplu egali. Aceasta se reduce la generarea, sub comanda unei succesiuni de impulsuri de intrare, a unei forme de undă pentru curenții i_k ($k = 1,2, \ldots m$) pe faze, astfel încît să se producă incremenți egali de cuplu, deci valori constante pentru $\theta_{\mu p}$.

Pentru un motor cu p perechi de poli și circuitul magnetic nesaturat, cuplul electromagnetic se exprimă :

$$M = \frac{p}{2}\sum_{k=1}^{m} i_k \frac{\mathrm{d}\psi_k}{\mathrm{d}\theta} = \frac{p}{2}\sum_{j=1}^{m}\sum_{k=1}^{m} i_k i_j \frac{\mathrm{d}\, L_{jk}}{d\theta} \tag{3}$$

în care : ψ_k — fluxul total al fazei k,
L_{jk} — inductivitatea mutuală a fazei j cu faza k.

În relația (3) fiecare termen poate fi exprimat ca un produs între două funcții, una dependentă de unghiul θ al rotorului $f_{jk}(\theta)$ care este caracteristică pentru configurația geometrică a circuitului magnetic al motorului și cealaltă dependentă de timp $\psi_{jk}(t)$, care este caracteristică pentru fiecare formă de undă $i_k(t)$ a curenților prin faze :

$$i_k i_j \frac{dL_{jk}}{d\theta} = \psi_{jk}(t) \cdot f_{jk}(\theta). \tag{4}$$

Pentru MPP inductor cu autoexcitație ($m = 4$) din modelul matematic liniarizat al expresiei cuplului, punînd condiția ca la orice micropas valoarea maximă a cuplului static sincronizat să rămînă constantă, se deduc variațiile curenților i_1, i_2 [6] :

$$(i_1 + i_2)\sqrt{(i_1^2 + i_2^2)} = I^2 \tag{5}$$

în care : I este valoarea nominală a curentului pe fază.

Un MPP cu $m = 4$ și alimentare de la $+U$ din punct de vedere al comenzii este echivalent cu un motor cu două faze ($m = 2$), dar cu alimentare alternativă de la $+U$ și $-U$, sau echivalent cu un motor cu două faze, fiecare fază avînd o înfășurare bifilară acestea fiind alimentate alternativ de la $+U$. Valorile curenților pe cele două faze la al ν — lea ($=1,2,3,\ldots$) micropas sînt :

$$i_1 = I_{1\nu} = I\frac{\cos \nu\theta_{\mu p}}{\sqrt{\sin \nu\theta_{\mu p} + \cos \nu\, \theta_{\mu p}}}, \tag{6}$$

$$i_2 = I_{2\nu} = I\frac{\sin \nu\, \theta_{\mu p}}{\sqrt{\sin \nu\, \theta_{\mu p} + \cos \nu\, \theta_{\mu p}}},$$

micropasul $\nu = 0$ se consideră cînd $i_1 = I$, $i_2 = 0$.

La fel, punînd condiția menținerii constante a valorii cuplului static sincronizat se obține, pentru MPP inductor-reactiv $m = 4$, relațiile [6] :

$$i_1^4 + i_2^4 = I^4, \tag{7}$$

sau

$$i_1 = I_{1\nu} = I\sqrt{\cos \nu\theta_{\mu p}}, \tag{8}$$

$$i_2 = I_{2\nu} = I\sqrt{\sin \nu\, \theta_{\mu p}}.$$

În continuare, în acest articol, este utilizat numai MPP inductor cu excitație independentă realizată cu magnet permanent denumit și PM (Permanent Magnet) hibrid sau PM tip „Superior Electric" [7].

Cele două faze ΦA, ΦB sînt realizate cu înfășurări bifilare cu punct median ΦA, $\Phi A'$ respectiv ΦB, $\Phi B'$. Pentru PM hibrid, comandat în micropășire, punînd condiția ca pentru fiecare micropas puterea disipată în motor să rămînă constantă și egală cu cea nominală se obțin formele de undă ale curenților [1] :

$$i_A^2 + i_B^2 = 2I^2, \tag{9}$$

sau :

$$i_A = i_{A\nu} = \sqrt{2}I \cos \nu\, \theta_{\mu p} = \sqrt{2}\, I \cos\theta_i, \tag{10}$$

$$i_B = I_{B\nu} = \sqrt{2}\, I \sin \nu\, \theta_{\mu p} = \sqrt{2}\, I \sin\, \theta_i,$$

în care poziția unghiulară prescrisă :

$$\theta_i = \nu\, \theta_{\mu p} = \operatorname{arc\,tg} \frac{I_{B\nu}}{I_{A\nu}}. \tag{11}$$

În cazul circuitului magnetic liniar, utilizat mai sus, cuplul static sincronizant produs de o fază are o variație armonică în raport cu θ, (față de o poziție stabilă prescrisă a lui $U(\gamma)$) și o amplitudine proporțională cu valoarea curentului prin fază. Aplicînd superpoziția rezultă:

$$M = M_A + M_B = -K_M i_A \sin\theta + K_M i_B \cos\theta, \tag{12}$$

în care K_M — constanta de cuplu [N.m/A].

Cu relațiile (9) și (10) expresia cuplului devine:

$$M = K_M \sqrt{2}\, I \sin(\theta_i - \theta) = M_{max} \sin(\theta_i - \theta), \tag{13}$$

sau derivata acesteia:

$$\dot{M} = M_{max}(\dot{\theta}_i - \dot{\theta})\cos(\theta_i - \theta), \tag{14}$$

din care pentru $M = \text{const}$ rezultă:

$$\dot{\theta}_i = \dot{\theta}. \tag{15}$$

Relația (15) exprimă faptul că la un cuplu constant variația poziției rotorului este egală cu saltul poziției $\theta_i = \nu\,\theta_{\mu p}$ (sau al vectorului $U(\nu)$), salt prescris prin numărul ν de micropași. Pentru un cuplu de sarcină nul se consideră în continuare $\theta_i(t) = \theta(t)$. Deci comanda de poziționare θ_i în micropășire se reduce la prescrierea numărului de micropași ν la intrarea generatorului formelor de undă care va produce, la ieșire, pentru fazele MPP, curenții $i_A(\nu\theta_{\mu p})$, $i_B(\nu\theta_{\mu p})$.

Experimental, s-a constatat că, chiar la o variație armonică, (relațiile (10), (11)) a formei de undă a curenților ($\theta_i = \omega_i t = 2\pi f_i t$) cuplul motor, la o viteză unghiulară constantă $\omega = \dot{\theta}$, pe lîngă componenta constantă, exprimată de (13), prezintă un spectru de armonici de ordin egal cu multipli ai frecvenței f (pulsației, $\dot{\theta} = \omega = 2\pi f$). Acest spectru al armonicilor de cuplu (componente perturbatoare de cuplu sînt generate de nearmonicitatea termenului $f_{jk}(\theta)$ din relația (4) datorită geometriei constructive a circuitului magnetic.

Fenomenul de rezonanță este amorsat cînd pentru o frecvență de comandă a MPP constantă sau variabilă, componentele perturbatoare de cuplu au pulsații $n\omega$ egale cu pulsația de rezonanță mecanică $\omega_0 = 2\pi f_0$ a sistemului ($\omega_0 = n\omega$, $n = 1,2,4,8,12,\ldots$ [2]).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{J}}, \tag{16}$$

în care: $K = pM_{max}$ este rigiditatea caracteristicii statice sincronizante;

M_{max} — valoarea maximă a cuplului static sincronizant;

J — momentul de inerție total al sistemului.

Compensarea componentelor perturbatoare de cuplu se poate realiza printr-o „corectare" a termenului $f_{jk}(\theta)$ din (4) cu ajutorul termenului $\psi_{jk}(t)$. Această corectare se reduce la sinteza unei forme de undă pentru curenții $i_A(\theta_i)$, $i_B(\theta_i)$, care, pe lîngă armonica fundamentală $f_i = f$ are în spectru și armonici compensatoare cu amplitudini și faze bine determinate. Armonicile de curent compensatoare deduse prin analiza spectrală, pentru modelul liniar al motorului PM hibrid, sînt redate în tabelul 1 [2] [4].

Tabelul 1

Armonicile de cuplu perturbatoare	Armonicile de curent pentru compensare	
	principale	secundare
1ω	0	
2ω	$1\omega_i$	$3\omega_i$
4ω	$3\omega_i$. $5\omega_i$	$7\omega_i$
8ω	$7\omega_i$. $9\omega_i$	$5\omega_i$

Armonica perturbatoare de ordin unu ($1.\omega$) poate fi compensată printr-o componentă continuă introdusă în forma de undă a curentului, care practic se realizează în circuitul amplificatorului de putere.

Relația de cuadratură mecanică și electrică între fazele A și B compensează armonicile perturbatoare de cuplu de ordin 2ω, 6ω, 10ω etc. Dacă armonica de ordin 2ω nu este suficient compensată se poate fixa ortogonalitatea *tmm* a celor două faze, fie prin modificarea defazajului între armonicile de ordinul întîi pe cele două faze, fie doar prin modificarea amplificării pe o singură fază.

Armonica de ordin patru (4ω), cu amplitudinea cea mai mare, se compensează cu armonicile de curent de ordin trei, cinci sau chiar șapte. Practic, generatorul formei de undă produce un semnal de tensiune pentru faza A de forma:

$$U_A(\theta_i) = U_1 \cos\omega_i t + r_3 U_3 \cos(3\omega_i t + \varphi_3) + r_5 U_5 \cos(5\omega t + \varphi_5) + \ldots \tag{17}$$

pentru faza B se introduce un defazaj de $\pi/2$.

Compensarea se realizează prin modificarea coeficienţilor r_3 şi r_5. Tensiunea $U(_A\theta_i)$ comandă generatorul de curent (amplificatorul de putere pentru faza A), în care se realizează şi componenta de c.c.

În analiza spectrală care a generat rezultatele din tabelul 1 s-a considerat un model matematic liniar, adică cu neglijarea saturaţiei, histerezisului, curenţilor turbionari şi variaţia inductanţei cu θ. Pentru implementarea unui sistem de comandă în micropăşire se recomandă determinarea valorilor coeficienţilor r_3, r_5 şi a fazelor φ_3, φ_5 prin măsurători experimentale, mediate statistic pe un lot de MPP [3, 4, 9].

2. Generatorul formei de undă a curenţilor pe faze

Un sistem de comandă în micropăşire se compune din : generatorul formelor de undă amplificatoare de putere şi MPP. La rîndul său, generatorul de undă cuprinde un generator de micropaşi şi convertoare numeric-analogic CNA. Schema-bloc a unui generator pentru o formă de undă armonică este reprezentată în figura 2. Structural, generatorul de micropaşi conţine un numărător reversibil modulo M_c şi o memorie ROM cu M_c adrese. Memoria ROM este utilizată ca un tabel (look-up table), al cărui conţinut sînt şirurile de numere $N\Phi A$, respectiv $N\Phi B$. Aceste şiruri de numere sînt valorile eşantioanelor formelor de undă $U_A(\nu\cdot\Delta\theta_i)$, $U_B(\nu\cdot\Delta\theta_i)$, $(0<\nu\leqslant M_c$ în M_c puncte echidistante cu rezoluţia cerută $\Delta\theta_i$, în general $\Delta\theta_i = \theta_{\mu p}$.

Valoarea numărului M_c se determină cu relaţia

$$M_c = m\frac{M}{n}P, \qquad (18)$$

în care $M = mK_\mu$ — numărul de micropaşi impuşi pe o tură ;
$n = pm$ — numărul de paşi pe tură ;
P — număr întreg (= 1,2,3,...).

La un motor PM cu $m = 4$, $n = 200$ paşi/tură, $M = 1\,000$ micropaşi/tură, rezultă $M_c = 20$, pentru $P = 1$. Cu o divizare impusă $M = 1\,360$ micropaşi/tură, pentru acelaşi motor, rezultă un număr întreg $M_c = 136$ cu valoarea minimă a lui $P = 5$. Numărul P arată cite perioade electrice (2π) ale formei de unde trebuie produse de generatorul de undă pentru ca rotorul să se deplaseze cu M_c micropaşi (in grade electrice) :

$$M_c\cdot\theta_{\mu p} = 2\pi P. \qquad (19)$$

Şirurile de numere $N\Phi A$ şi $N\Phi B$ sînt periodice cu perioada M_c

$$N\Phi A(\nu + M_c) = N\Phi A(\nu), \qquad (20)$$
$$N\Phi B(\nu + M_c) = N\Phi B(\nu),$$

pentru $P = 1$ modulo M_c se suprapune exact peste 2π grade electrice.

Poziţia prescrisă în unităţi de rezoluţie se face prin prescrierea numărului ν de impulsuri aplicat la intrarea numărătorului binar. Ieşirea numărătorului este cuvîntul $A(0 \leqslant A \leqslant M_c^{-1})$ care reprezintă o adresă din memoria ROM. În locaţia adresei A se află numărul $N\Phi A$ sau $N\Phi B$ ce reprezintă eşantionul funcţiei de undă la valoarea argumentului $\nu\theta_{\mu p}$. Cuvintele înscrise in ROM rareori depăşesc 8 biţi. Şase biţi sînt pentru $N\Phi A$, sau $N\Phi B$, deci o rezoluţie de 1/64, suficientă deoarece MPP realizează o eroare de poziţionare nu mai mică de 1%. Ceilalţi doi biţi sînt utilizaţi pentru valorile $\overline{\Phi A}$, $\overline{\Phi A'}$ respectiv $\overline{\Phi B}$, $\overline{\Phi B'}$. Şirurile de cuvinte

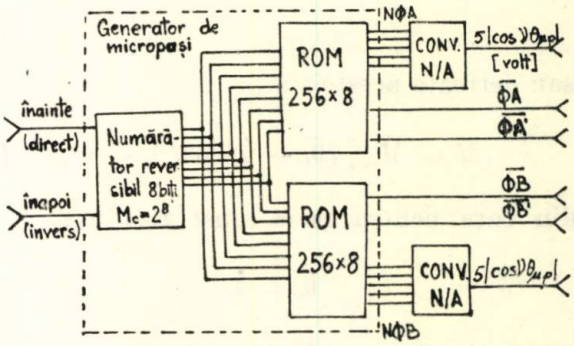


Fig. 2. Schema bloc a generatorului pentru o formă de undă armonică.

Tabelul 2

$M = 1360$ micropaşi/tură, $P = 5$, $n = 200$ paşi/tură

ν	$\theta_i = \nu\theta_{\mu p}$	cos θ_i	sin θ_i	$\overline{\Phi A}$	$\overline{\Phi A'}$	NΦA	$\overline{\Phi B}$	$\overline{\Phi B'}$	NΦB
0	0	0,000	0,000	0	1	63	1	1	0
1	13,24	0,973	0,229	0	1	61	0	1	14
2	26,47	0,895	0,446	0	1	56	0	1	28
3	39,71	0,769	0,639	0	1	48	0	1	40
4	52,94	0,603	0,789	0	1	38	0	1	50
5	66,18	0,404	0,915	0	1	25	0	1	58
6	79,41	0,184	0,983	0	1	12	0	1	62
7	92,65	0,046	0,999	1	0	3	0	1	63
8	105,88	0,274	0,962	1	0	17	0	1	61
9	119,18	0,487	0,874	1	0	31	0	1	55
10	132,35	0,674	0,739	1	0	42	0	1	47
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
134	1773,53	0,895	0,446	0	1	56	1	0	28
135	1786,76	0,973	0,229	0	1	61	1	0	14
0	0,00	1,000	0,000	0	1	63	1	0	0

citite din ROM, cu frecvenţa impulsurilor aplicate la numărător, sînt introduse în CNA. Tensiunile $U_A(\nu\theta_{\mu p})$, $U_B(\nu\theta_{\mu p})$ la ieşire din CNA aproximează în trepte formele de undă necesare pentru comanda MPP a cărui turaţie este funcţie de frecvenţa impulsurilor aplicate numărătorului. În tabelul 2 sînt redate şirurile $N\Phi A$, $N\Phi B$ pentru $M_c = 136$, $M = 1\,360$ micropaşi/tură la PM hibrid cu $m = 4$, $n = 200$ paşi/tură. Informaţia acestui tabel este redundantă, deci, susceptibilă la simplificări.

Recent au apărut structuri de generatoare pentru formele de undă ale curenţilor care, spre deosebire de cele prezentate, nu produc sinteza undei pe cale digitală, ci prin multiplexarea analogică, comanda fiind denumită în acest caz *comandă în minipăşire* [4]. Simplificări în structura generatorului de minipăşire se bazează pe simetria formelor în intervalul de o perioadă. Generatoarele în micropăşire sînt mai versatile decît cele ROM/CNA. Forma de undă se poate modifica pentru fiecare motor în parte, deoarece generatorul conţine în structura sa divizoare de tensiune cu borne multiple şi potenţiometre. Astfel, prin reglaje se poate obţine o formă de undă care să compenseze simultan toate armonicile perturbatoare din tabelul 1. Totodată, pot fi compensate variaţiile tehnologice ale motoarelor pe cînd la generatorul digital informaţia determinată statistic este fixă în ROM. Mai mult, numărul de micropaşi/pas, K_μ se poate modifica foarte uşor printr-un numărător programabil, pe cînd în micropăşire necesită înlocuirea memoriei ROM (un alt M_c). Pe lîngă avantajele prezentate, generatoarele în minipăşire, plus amplificatoarele de putere, construite special pentru această comandă, îmbunătăţesc precizia de poziţionare, compensînd şi rezonanţa la frecvenţe medii de comandă.

3. Amplificatoare de putere pentru comanda în micropăşire

Amplificatoarele de putere (AP) convertesc formele de undă $U_A(\nu\theta_{\mu p})$, $U_B(\nu\theta_{\mu p})$ în valori pentru curenţii pe faze $i_A(\nu\theta_{\mu p})$, $i_B(\nu\theta_{\mu p})$. Pentru ca această conversie să fie cît mai liniară toate AP sînt prevăzute cu o reacţie de curent efectuată printr-o rezistenţă $R_s \approx 0{,}1\ \Omega$ în emitor. Motoarele PM cele mai uzuale [10] au caracteristicile: cupluri nominale 0,34 — —3,5 Nm, tensiuni de alimentare $U = 1 - 24$V, curenţi nominali pe faza $I_N = 0{,}5 - 12$ A, rezistenţe nominale pe faze $R_N = 0{,}1 - 50\ \Omega$, inductanţe nominale pe faze $L = 0{,}5 - 150$ mH.

Deoarece variaţia curentului pe faze este de la 0 la I_N tranzistoarele de putere din structura AP ar necesita un h_{21} foarte mare. Pentru aceasta elementul de putere comandat se realizează printr-o schemă cu reacţie de curent [10] ca în figura 3 d sau cu un Darlington (cu un curent rezidual foarte mic). În schema cu reacţie o funcţionare stabilă satisfăcătoare şi la frecvenţe înalte se obţine prin introducerea corecţiei cu rezistenţa sau cu condensatorul (desenate punctat). Pentru $C = 0{,}1\ \mu$F un PM hibrid cu $\theta_p = 1{,}8°$, $I_N = 2{,}9$ A s-a obţinut o turaţie de 4687 rot/min [10].

O structură completă de AP în clasă A recomandat pentru PM hibrid cu $I_N < 3{,}5$ A, comandat pînă la 200 rot/min este reprezentată în figura 3 a [7]. Formele de undă se obţin de la generatorul din figura 2. Cu $\overline{\Phi A} = 0$ logic, $\overline{\Phi A'} = 1$ logic tranzistoarele $T1$, $T4$ conduc iar $T2$, $T3$ sînt blocate. Pe intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional se aplică semnalul de la generatorul formei de undă $|\cos \nu\theta_{\mu p}|$ iar pe intrarea inversoare semnalul de reacţie de pe R_s proporţional cu valoarea momentantă a curentului prin faza A, $i_A(\nu\theta_{\mu p})$. Tensiunea de ieşire a operaţionalului comandă curentul pe baza lui T_1, deci curentul prin semiînfăşurarea ΦA urmăreşte semnalul $|\cos \nu\theta_{\mu p}|$. Pentru $\overline{\Phi A'} = 0$, $\overline{\Phi A} = 1$, curentul prin $\Phi A'$ urmăreşte semnalul $|\cos \nu\theta_{\mu p}|$.

Amplificatoarele de putere în regim de comutaţie sînt mult mai eficiente din punct de vedere al puterii disipate. Figura 3 b reprezintă schema-bloc a unui AP în comutaţie, comandat de generatorul formei de undă din figura 2 [7]. Cînd tensiunea pe R_S (proporţională cu $i_A(\nu\theta_{\mu p})$) devine egală cu $|\cos \nu\theta_{\mu p}|$, ieşirea

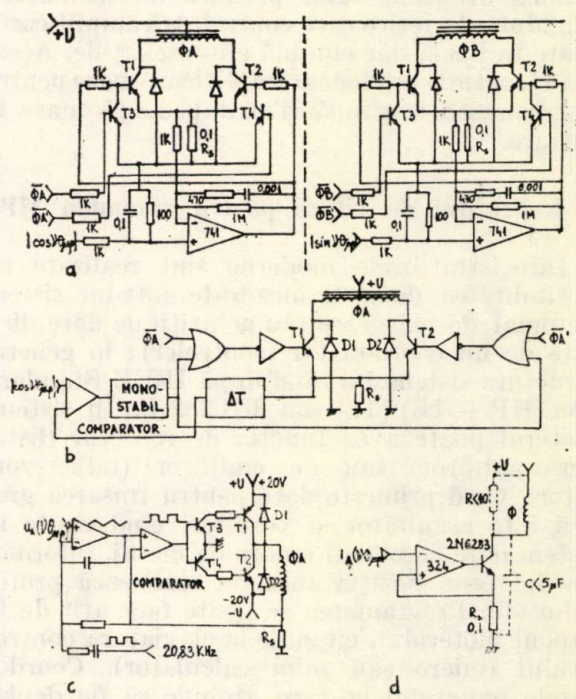


Fig. 3. Amplificatoare de putere pentru comanda în micropăşire: a — structura AP în clasă A pentru un PM hibrid cu $m = 4$; b — schema bloc AP în comutaţie pentru ΦA a motorului PM hibrid $m = 4$; c — structura AP cu comutaţie impusă din exterior; d — structura buclei cu reacţie de curent pentru AP.

comparatorului comandă circuitul monostabil în starea 1 logic. Acest 1 logic prin intermediul circuitului *SAU* și al amplificatorului inversor produce un potențial zero pe baza lui *T*1, deci îl blochează. În perioada de blocare curentul mai poate circula în sensul de la masă prin *D*1 sau *D*2 spre $+U$. Printr-o durată (de blocare) de $\approx$ 20 μs pentru impulsul monostabilului, se poate realiza ca valoarea curentului prin faza *A* să fie destul de exact reflectată de variația tensiunii pe rezistența de reacție R_S. Întîrzierea ΔT (determinată experimental) îmbunătățește liniaritatea relației dintre $|\cos\nu\theta_{\mu p}|$ și $i_A(\nu\theta_{\mu p})$. Din punct de vedere al puterii disipate de înfășurare se recomandă folosirea alimentării fazei printr-o schemă în punte sau de la $\pm U$, ca în figura 3 c, în locul alimentării în push-pull a schemelor anterioare, deoarece pentru același cuplu motor produs puterea disipată rezistiv este de două ori mai mică. Pentru structura cu alimentare $\pm U$ [8] frecvența de comutație este impusă din exterior (=20,83 kHz) și este mult mai mare decît frecvența formei de undă $U_A(\nu\theta_{\mu p})$. Cu toate că un AP cu comutație impusă este eficient din punct de vedere al randamentului energetic, dar nu poate fi realizat controlul componentei continue și al unei amplificări exacte. Acest control poate fi realizat prin adăugarea unui etaj integrator înaintea amplificatorului și formarea peste această structură a unei reacții negative de curent (de pe R_s). Comanda integratorului cu semnal dreptunghiular produce un semnal triunghiular la ieșire care controlează amplificarea mare în buclă dar elimină autooscilațiile. Această structură produce o amplificare mare pentru componenta continuă și o impedanță mare la intrare.

4. Profilul de viteză pentru comanda MPP

Înregistratoarele moderne sînt realizate cu posibilitatea de a fi încadrate într-un sistem automat de măsurare sau achiziții de date dirijate de un coordonator (controler); în general structura sistemului fiind după IEEE Standard 488 (HP — IB) [11] sau RS 232 C. În sistem, ploterul poate avea funcția de receptor (listener-ascultător) sau de emițător (talker-vorbitor). Cînd primește date pentru trasarea grafică este ascultător și vorbitor cînd emite în sistem date cum ar fi eroare de mesaj, informație de stare, poziția curentă, realizează protocolul etc. Programarea se poate face atît de la panoul ploterului, cît și de la claviatura controlerului (micro sau mini calculator). Coordonatele punctului la care trebuie să fie deplasată penița, introduse digital fie de la controler sau de la panou, sînt convertite în unități de rezoluție ploter, adică deplasarea liniară minimă (rezoluția). Această unitate de rezoluție a mișcării liniare corespunde comenzii MPP cu un micropas $\theta_{\mu p}$ sau multipli de micropas, de exemplu pentru o distanță liniară pe o axă de 10 cm cu rezoluția de 0,025 mm, rezultă 4 000 unități ploter, adică 4 000 de micropași comandă pentru MPP.

Ploterul pentru a fi conversațional prin intermediul coordonatorului s-a elaborat un limbaj de programare HPGL (Hewlett-Packard Grafic Language), conținînd 38 instrucțiuni, fiecare instrucțiune fiind compusă din două alfa-caractere abreviație de la comanda dată (PA-Plot Absolut, PR-Plat Relativ, PU-Pen-Up, PD-Pen Down, VA-Adaptive Velocity, VS-Select Velocity, SP-Select Pen, ... etc.). Comanda este formată dintr-o instrucțiune urmată de parametrii necesari. De exemplu, programul pentru trasarea unui dreptunghi de latură 10 cm (D = 4 000 unități ploter) cu originea în punctul (0,0), utilizînd penița nr. 4 se scrie în felul următor: „SP4; PU; PA 0,0; PD; PA 0,4000, 4000, 4000, 4000, 0, 0, 0; ”

Pe baza distanței prescrise *D*, în unități ploter, de deplasare pe fiecare axă, prin intermediul algoritmului profilului de viteză din ROM microprocesorul înregistratorului determină viteza de comandă a fiecărui MPP. Șirurile cuvintelor de ieșire din microprocesor pentru comanda MPP de pe axa *X*, respectiv *Y*, sînt generate de algoritmul profilului de viteză, conform diagramei din figura 4. Este calculată

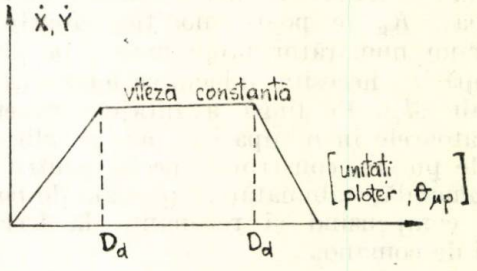


Fig. 4. Profilul de viteză adoptat comanda MPP.

mărimea accelerației și numărul D_a de micropași pentru accelerare, valoarea vitezei constante de deplasare $\dot{X}$, $\dot{Y}$ mărimea decelarației și numărul de micropași D_d de la care să înceapă decelerația. Totodată, microprocesorul contorizează în fiecare moment numărul de micropași care au fost prescriși în comanda MPP. Pentru trasarea caracterelor alfa-numerice, înregistratorul este utilat cu un generator de caractere.

5. Sistem de comandă a deplasării *XY* cu MPP rotative

Sistemul de comandă preentat în continuare a fost implementat în structura ploterelor 9872 A și 7221 A [3]. Mișcarea circulară de la cele două motoare PM hibrid este transformată în mișcare liniară după axa *X* respectiv *Y* prin intermediul unor sisteme de cabluri și scripeți. Sche-

ma-bloc a sistemului de comandă, reprezentată în figura 5a, se compune din : circuit de interpolare pentru fiecare axă, un generator de undă multiplexat și cîte două amplificatore de putere pentru fiecare motor.

Șirurile de cuvinte $\dot{X}$, $\dot{Y}$, de opt biți cu semn în complement de 2, sînt generate de microprocesor la intarea interpolatorului. Fiecare cuvînt reprezintă viteza prescrisă pe Y și Y pentru intervalul de o milisecundă. Interpolatorul, figura 5 b, care în fond este un integrator digital, însumează la conținutul acumulatorului, de opt ori într-o milisecundă, cuvîntul $\dot{X}$. În aceeași milisecundă se realizează separat și însumarea cuvîntului $\dot{Y}$. La ieșirea interpolatorului pe durata de 1 ms se obțin două șiruri de 8 cuvinte (12 biți) unul pentru axa X și celălalt pentru Y, distanța între cuvintele șirului fiind 125 μs. Din aceste două șiruri se obțin adresele pentru ROM. Deoarece $M_c = 128$ (relația 18) atît pentru sumator, cît și pentru ROM și deoarece s-a ales $P = 1$ (relația 19) modulo 128 se suprapune exact peste o perioadă a formei de undă (2 π), rezultînd $K_\mu = 32$ micropași/pas ($m = 4$). Conform teoremei lui Nyquist „frecvența minimă de eșantionare a formei de unde trebuie să fie cel puțin de două ori mai mare decît frecvența minimă din spectrul formei de undă". Deoarece forma de undă conține armonica de ordin trei (tabelul 1), numărul de eșantionări pe 2π trebuie să fie de cel puțin 6, adică, citite minimum șase adrese. Această restricție de eșantionare este îndeplinită prin alegerea capacității sumatorului ($M_c = 2\pi$), mai mare de 16 ori decît valoarea maximă a cuvintelor $\dot{X}$ sau $\dot{Y}$. În acest caz este necesar ca lungimea cuvintelor $\dot{X}$, $\dot{Y}$ să fie extinsă la 12 biți, adică, numai bitul de semn să fie transferat din poziția A 7 în poziția A 11. Pentru a readuce vitezele la scara de valori inițiale, cele 8 sume parțiale din acumulator, pe intervalul de o milisecundă, sînt divizate prin 16, adică sînt neglijați biții $A4 - A0$. Cuvîntul rezultat $A10-A4$ (de modul 128) reprezintă tocmai adresa locației din ROM, în care este înscrisă mărimea eșantionului funcției de undă, de argument $\nu\theta_{\mu p}$, valoarea argumentului (deci adresa) fiind determinată de valoarea cuvîntului viteza $\dot{X}$ sau $\dot{Y}$ prescris de microprocesor. Prin această extindere la 12 biți se obțin minimum 16 eșantioane pe perioadă, adică citiri ale locațiillor de cel mult din 128/16 = 8 în 8 adrese.

Memoria ROM a generatorului de micropași este împărțită în patru pagini, fiecare pagină modulo $M_c = 128$. Conținutul locațiilor, 8 biți, sînt numere proporționale cu $-\cos 3\ \nu\theta_{\mu p}$ pe prima pagină, $\cos \nu\theta_{\mu p} - 1/4 \cos 3\nu\theta_{\mu p}$ pe a doua, $\sin 3\ \nu\theta_{\mu p}$ pe a treia și $\sin \nu\theta_{\mu p} + 1/4 \sin 3\ \nu\theta_{\mu p}$ pe pagina a patra. La cuvîntul de adresare $A10 - A4$ se mai adaugă doi biți $A12$ $A11$ pentru selectarea paginii, biții obținuți de la generatorul de comandă a secvențelor realizat cu o memorie ROM citită la intervale de 4 μs (250 kHz).

La începutul perioadei de funcționare $A12$ $A11$ sînt generați, pentru selectarea paginii numărul unu, iar prin $A10-A4$ este selectată adresa din această pagină. Conținutuț locației selectată generează prin intermediul CNA o tensiune proporțională cu $-\cos 3\ \nu_x\theta_{\mu p}$. Prin închiderea întrerupătorului $S1$, figura 5 c, pe rezistența $R1$ de la ieșirea circuitului de eșantionare și memorare # 5, (E & M) se memorează tensiunea proporțională cu $-\cos 3\ \nu_x\theta_{\mu p}$. Apoi, sînt schimbați biții $A12$ $A11$ pentru citirea paginii doi, la ieșirea CNA obținîndu-se o tensiune proporțională cu $\cos \nu_x\theta_{\mu p} - 1/4 \cos 3\nu_x\theta_{\mu p}$. Tensiunea sumă :

$$u_A(\nu_x\theta_{\mu p}) = -r_1 U_3 \cos 3\nu_x\theta_{\mu p} + U_1 \cos \nu_x\theta_{\mu p} - \\ -\frac{1}{4} U_3 \cos 3\nu_x\theta_{\mu p}, \qquad (21)$$

se obține la ieșirea amplificatorului operațional prin deschiderea lui $S1$ și închiderea lui $S4$ și $S2$. După închiderea lui $S5$ tensiunea dată de relația 21 este memorată la ieșirea circuitului $E\&M\#1$. Deoarece $u_A(\nu_x\theta_{\mu p})$ are variații în treaptă, înainte de a fi aplicată pentru comanda curentului pe ΦA a motorului X este trecută printr-un filtru de netezire. Armonica de ordin trei, citită în pagina unu, a cărei amplitudine $r_1 U_3$ poate fi modificată prin valoarea coeficientului r_1 (adică poziția cursorului lui R_1) este în opoziție de fază cu armonica de ordin trei citită în pagina doi. În acest fel prin rezistența R1 se poate modifica nivelul rezultant al armonicii de ordin trei de la valori negative prin zero spre valori pozitive, deci o compensare potrivită a armonicii perturbatoare de cuplu de ordin patru.

Forma de undă pentru faza B este generată simular. Întîi pentru același argument $\nu_x\theta_{\mu p}$ (aceeași adresă $A10-A4$) se citește armonica de ordin trei de pe pagina trei și se memorează cu $E\&M$ # 5. Apoi se deschide $S1$ și se citește pagina patru. Prin închiderea lui $S2$, $S4$,, $S6$ se obține, la ieșirea $E\&M\#2$, tensiunea :

$$U_B(\nu_x\theta_{\mu p}) = r_1\ U_3 \sin 3\nu_x\theta_{\mu p} + U_1 \sin \nu_x\theta_{\mu p} + \\ +\frac{1}{4} \sin 3\nu_x\theta_{\mu p}. \qquad (22)$$

Tensiunile date de relațiile (21) și (22), necesare pentru comanda motorului X sînt produse în prima jumătate a intervalului de 125 μs dintre două cuvinte de adresare ν_x, ν_y, obținute de la interpolator pentru axa X. În a doua

jumătate a intervalului de 125 μs, corespunzător vitezei Y, prescrise se obţin la ieşirea circuitelor $E\&M\#3$, $E\&M\#4$ tensiunile :

$$U_A(\nu_y\theta_{\mu p}) = -r_2U_3\cos 3\,\nu_y\theta_{\mu p} + U_1\cos\nu_y\theta_{\mu p} - \\ -\frac{1}{4}U_3\cos 3\nu_y\theta_{\mu p},$$

$$U_B(\nu_y\theta_{\mu p}) = r_2U_3\sin 3\nu_y\theta_{\mu p} + U_1\sin\nu_y\theta_{\mu p} + \\ +\frac{1}{4}U_3\sin 3\,\nu_y\theta_{\mu p}, \tag{23}$$

pentru comanda amplificatoarelor de curent ale motorului Y. Valoarea amplitudinii armonicii de ordin trei se modifică prin coeficientul r_2 (adică, poziţia cursorului rezistenţei $R2$) pen-

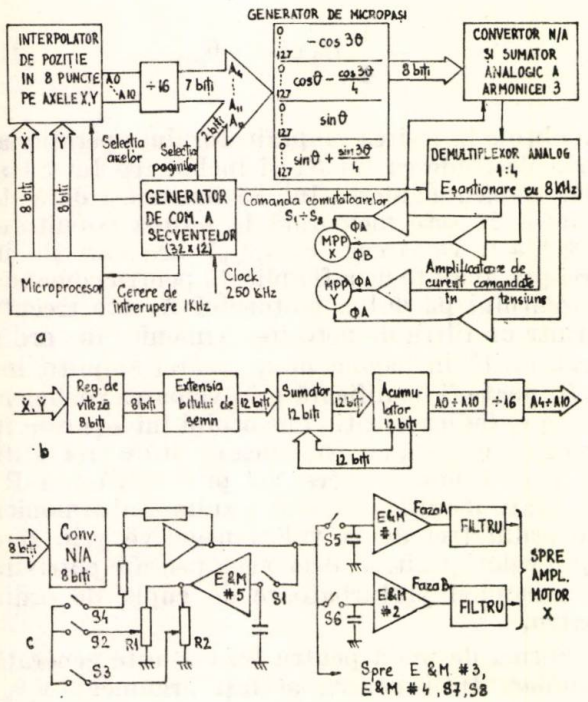


Fig. 5. Sistem de comandă a deplasării XY cu MPP rotative : s — schema bloc generală ; b — schema bloc a interpolatorului ; c — structura circuitului pentru modificarea armonicii de ordin trei.

tru $S2$ deschis şi $S3$ închis. Comanda comutatoarelor $S1-S8$ ca şi a biţilor de semn se realizează cu generatorul secvenţial 32×12 ROM.

Mecanismul de acţionare XY trebuie compensat pentru rezonanţa mecanică ω_{ox} a axei X, cît şi pentru rezonanţa ω_{oy} a axei Y. Fiecare axă necesită patru reglaje. De exemplu, pentru axa X se comandă o deplasare după această axă, cu frecvenţa formei de undă $\omega_x = 2\pi f_x$ egală cu frecvenţa $\omega_{ox} = 2\pi f_{0x}$. Se atenuează rezonanţa amorsată de armonica perturbatoare de cuplu de ordin 1 ω_x prin reglarea în blocul amplificatoarelor de putere a componentei continue a curenţilor pe faza X şi pe faza Y. Comandînd acelaşi motor cu o viteză pe jumătate, se amorsează rezonanţa determinată de armonica perturbatoare de ordin doi $(2\ \omega_x/2) = \omega_{ox}$. Este atenuată rezonanţa prin reglarea amplificării numai pe ΦA. Al patrulea reglaj se face comandînd motorul cu o viteză de patru ori mai mică $4\ (\omega_x/4) = \omega_{ox}$, ceea ce face ca armonica de ordin patru a cuplului să fie răspunzătoare de amorsarea rezonanţei. Atenuarea se face prin intermediul rezistenţei $R1$ din figura 5c. Similar, se fac patru reglaje pentru motorul Y. Este indicat să se ataşeze pe arborele fiecărui motor şi cîte un amortizor cu frecare vîscoasă.

Pentru ploterul cu sistemul de comandă prezentat la o valoare $\theta_{\mu p} = \theta_p/128$, prin mecanismul de transmisie, se obţine o deplasare liniară de 0,008 mm. Totuşi, unitatea de rezoluţie a ploterului, acceptată de algoritmul profilului de viteză, este 0,025 mm adică, o deplasare unghiulară de $3\theta_{\mu p}$.

6. Sisteme de comandă a deplasării XY cu MPP liniare

Înregistratoarele din generaţia a treia (anii 1979/80) sînt realizate cu MPP liniare. Pentru aceste plotere sînt eliminaţi scripeţii şi cablurile care convertesc mişcarea de rotaţie în mişcare de translaţie. Totodată, mai sînt eliminate traductoarele potenţiometrice sau foto care produc reacţii de poziţie sau viteză în curent continuu, precum şi dispozitivele cu amortizare vîscoasă.

Mecanismul de acţionare XY, al înregistratorului prezentat în continuare [8] este compus din două motoare PM hibrid liniare. Rigleta (motorul) care realizează mişcarea Y se sprijină pe rigleta (motorul) care realizează mişcarea după X. Perioada electrică 2π a motorului liniar, cu lungimea de 1,016 mm este acoperită din patru paşi normali $\theta_p = 0{,}254$ mm. Pentru $n = m = 4$, $P = 1$, $K_\mu = 8$ micropaşi/pas, $M = M_c = 32$, $0 \leqslant \nu \leqslant 31$, rezultă $\theta_{\mu p} = 0{,}032$ mm care este şi unitatea de rezoluţie a ploterului. Caracteristicile acestui tip de înregistrator (preţ de cost scăzut, siguranţă ridicată în funcţionare, întreţinere extrem de simplă, flexibilitate în utilizare), se datorează în mare măsură introducerii pentru comandă a unui mare volum de electronică programată (2 microprocesoare performante, generator de caractere alfa-numerice etc.).

Structura electromecanică motoare prezintă într-o analiză simplificată, două frecvenţe de rezonanţă ω_{0x}, ω_{oy}. Pentru compensarea fenomenului de rezonanţă mecanică, spre deosebire de sistemul de comandă în circuit deschis de la înregistratoarele cu MPP rotative, la înregistratoarele cu MPP liniare sistemul de comandă este în circuit închis. Circuitul închis se reali-

zează printr-o buclă de viteză în curent alternativ (accelerație).

Pentru un sistem de ordin doi, cum poate fi echivalată acționarea cu MPP, reacția de viteză în curent continuu este metoda de stabilizare evidentă. Dacă se utilizează o reacție de poziție există, potențial, o problemă a instabilității în buclă la frecvențe de tăiere ridicate. Dacă se utilizează o reacție de accelerație (sau derivativă de ordin superior) problema instabilității buclei poate apărea la frecvențe de tăiere scăzute.

Avantajele introduse de o reacție de viteză în curent continuu sînt:

1. Pentru sistemul închis rămîne aceeași frecvență de rezonanță ca și pentru sistemul deschis.

2. Coeficientul de amplificare al sistemului închis este virtual independent de valoarea coeficientului de amplificare al sistemului deschis (care pentru MPP liniar are valoarea >5 și la rezonanță >10). Amplificarea în circuit închis este invers proporțională cu frecvența de rezonanță. Aceasta face ca timpul de răspuns al axei mai rapide (cu ω_0 mai mare), prin realizarea unei reacții de viteză în c.c. (deci cele două axe) să aibă răspunsuri mai apropiate (adică corelate).

3. La frecvențe de tăiere (atît înalte, cît și joase) limita marginii de fază tinde să fie $\pm 90°$. Aceste avantaje ale reacției de viteză în c.c. sînt umbrite de următoarele dificultăți de implementare: dacă reacția este obținută prin diferențierea unui semnal de poziție (de la un potențiometru liniar) apare problema zgomotului la frecvențe joase, iar dacă semnalul este generat de către un traductor foto este dificilă alegerea frecvenței de eșantionare pentru frecvențe joase din spectru. De asemenea, reacție de viteză în c.c. introduce o mărire a timpului de răspuns în perioadele în care MPP este comandat cu viteză constantă sau accelerează. De exemplu, în figura 6a cu o rampă de intrare, ieșirea este tot o rampă, dar semnalul de reacție de viteză $k\dot{x}$ este constant, și însumat cu rampa de intrare determină o întîrziere a mișcării și mai mare. Deoarece reacția de viteză trebuie să închidă bucla numai în momentul apariției rezonanței, deci să introducă avantajele enumerate mai sus numai în aceste momente, este indicat să se aplice o reacție de viteză în curent alternativ.

Reacția de viteză în curent alternativ se obține prin integrarea unui semnal generat de un traductor de accelerație. Apoi, este introdus într-un convertor analog-numeric (CAN) multiplexat, cuvîntul rezultat V este scăzut din numărul v de micropași prescriși pentru MPP, figura 6b. Traductorul de accelerație cîte unul pentru fiecare rigletă X, Y are o structură formată din două plăci piezoelectrice de titanat de zirconiu. Cele două plăci sînt suprapuse cu polaritățile opuse, pentru compensarea efectului piroelectric, coeficientul de transfer fiind 0,008 Volt/10 m/s^2.

Deoarece reacția de viteză în c.a. este necesară numai pentru compensarea rezonanței mecanice, bucla trebuie întreruptă în perioadele de accelerare, altfel ar modifica timpul de răspuns. Totuși, nu modificarea timpului de răspuns este argumentul principal pentru întreruperea buclei, deoarece dacă semnalul de viteză este injectat după ambele axe, răspunsul corelat nu se înrăutățește (timpii de răspuns ai ambelor axe cresc). Intreruperea buclei este justificată de: 1 — semnalul integrat de la traductorul de viteză în gama de variație obținut poate comanda CAN în saturație și astfel este pierdută comanda amortizării;

2 — în perioadele de decelerare deplasările pe axe devin din mișcări cu întîrziere, mișcări cu avans, rezultînd o abatere a liniei trasate (mișcare necorectată).

Practic, întreruperea buclei de viteză, se realizează prin însumarea la semnalul traductorului de accelerație înainte de intrarea în integrator a unui semnal de compensare cu variație dreptunghiulară dar cu faza opusă. Acest semnal de compensare este comandat de microprocesor în intervalele de accelerare și decelerare. Deoarece $\omega_{ox} > \omega_{oy}$, axa X este mai puternic compensată decît axa Y. Această supracompensare a axei X este necesară mai ales pentru trasarea liniilor scurte cum ar fi caracterele alfa-numerice.

Convertorul AN multiplexat care generează un cuvînt V de patru biți pentru semnalul de reacție de viteză în c.a. are o structură obișnuită de convertor cu dublă integrare, tensiunea de referință fiind $-V_R$, figura 6c. Al cincilea bit din numărătorul CAN este folosit pentru comanda comutatorului analogic. Intrarea integratorului cu dublă integrare din CAN este multiplexată la semnalele $X, Y, -V_R$ și masă de către comutatorul analogic. Stările comutatorului analogic, figura 6d, sînt comandate de către semnalele Q, S, C conform tabelului de adevăr din figura 6e.

Timpul total de conversie pentru o amplitudine maximă a semnalului de pe axa X sau axa Y este de 32 μs. Aceste două semnale sînt aplicate convertorului prin intermediul comutatorului analogic după ce au fost filtrate, polarizate cu tensiunea $V_R/2$, deci sînt totdeauna pozitive și cu amplitudinea mai mică decît V_R. În starea A a comutatorului intrările integratorului sînt la masa, iar cuvîntul V, corespunzător valorii semnalului vitezei de c.a. măsurat anterior, este în numărător. În starea B semnalul de viteză Y este conectat la intrarea integratorului timp de 16 μs. Tensiunea de referință $-V_R$ este conectată la integrator cît timp durează descărcarea condensatorului C (maxim 32 μs), proces ce se desfășoară în starea C a co-

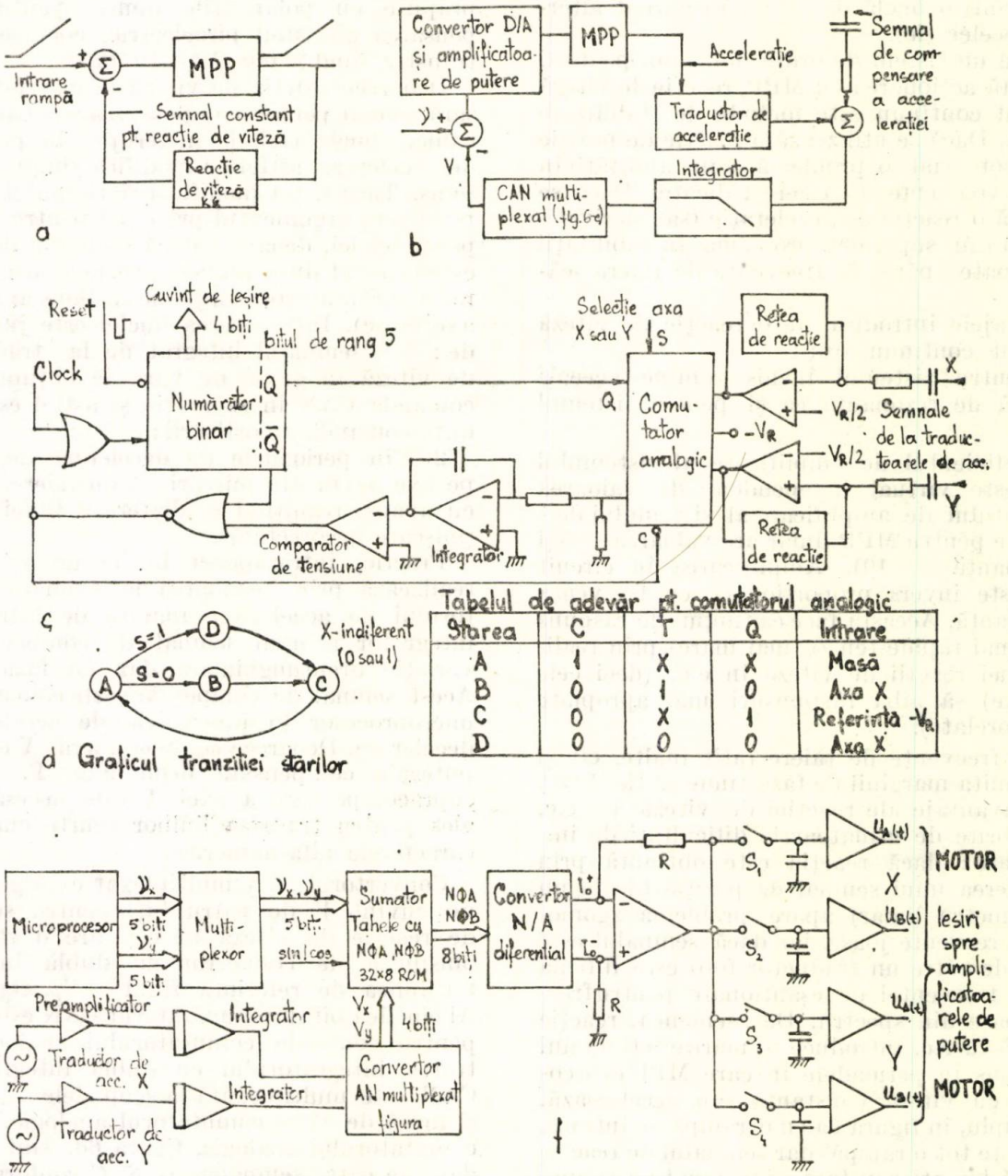


Fig. 6. Sistem de comandă a deplasării XY cu MPP liniare : a — comportarea unei bucle cu reacție de viteză în c.c. la o intrare rampă ; b — structura buclei cu reacție de viteză în c.a. pentru comandă MPP ; c — schema bloc a CAN multiplexat pentru obținerea cuvîntului reacției de viteză ; d — graful tranzițiilor stărilor pentru comutatorul analogic ; e — tabelul de adevăr pentru comutatorul analogic ; f — schema bloc pentru comanda deplasării XY.

mutatorului, dirijată de bitul al cincilea Q al numărătorului. În starea D semnalul Y este conectat timp de 16 μs la intrarea integratorului. Impulsul de ștergere (reset) cu o frecvență de 1/64 μs șterge numărătorul și inițializează pentru o nouă conversie.

Acest CAN are o bună rejecție pentru zgomotele de înaltă frecvență și prezintă o imunitate de + 1/2 LSB (ultimul bit semnificativ) pentru zgomote de joasă frecvență.

Generatorul formelor de undă, figura 6 f, poate fi redus la schema clasică de memorie ROM modulo M_c (= 32). Șirul valorilor numerelor $N\Phi A$, $N\Phi B$ din memorie sînt eșantioanele funcției cos pe o perioadă la intervale de $\theta_{\mu p} = 360°/32 = 11{,}25°$ (= 0,032 mm). Primul eșantion este la valoarea argumentului $\theta_i = 5{,}6°$. Cuvîntul de adresă pentru ROM se calculează prin însumarea cuvîntului ν_x sau ν_y, care reprezintă numărul de micropași generați de microprocesor, cuvînt calculat prin algoritmul profilului de viteză pentru o distanță prescrisă D_x sau D_y (în unități ploter) și cuvîntul semnalului de reacție, viteza în c.a., V_x sau V_y. Pentru eliminarea paginii corespunzătoare funcției sin, la cuvîntul de adresă

al şirului de valori $N\Phi B$ se scad 8 locaţii faţă de adresa şirului de valori $N\Phi A$, deoarece cele două funcţii sînt defazate cu $90° = 8 \times 11{,}25°$. Relaţia pentru calculul adresei este $\nu + V + 8F$ în care $F = 0$ pentru ΦB şi $F = 1$ pentru ΦA.

În locul unui convertor NA cu o singură polaritate a semnalului de ieşire pentru şirurile de valori $N\Phi A$, $N\Phi B$ este utilizat un CNA cu ieşirea diferenţială (I_0^+, I_0^-) prin aceasta se elimină orice ajustare a compensării abaterii de c.c. (derivă). Cînd cuvîntul de intrare are numai 1 bit, I_0^- are amplitudinea maximă şi cînd biţii cuvîntului de intrare în CNA sînt toţi zero, I_0^+ are amplitudinea maximă. Astfel compensarea derivei depinde numai de simetria curenţilor de la ieşirea CNA, de abaterile valorilor rezistenţelor din sistem şi de deriva amplificatorului operaţional.

Structura sistemului de comandă este simplificată şi mai mult prin multiplexarea şi demultiplexarea semnalelor, evident cu o frecvenţă mult mai mare decît frecvenţa maximă de comandă a MPP, aceasta introducînd o eroare de fază pentru curenţii pe fazele motorului destul de mică.

Demultiplexarea formei de undă pentru motorul X şi Y se realizează prin comutatoarele $S1-S4$, fiecare fiind închis timp de 8 μs pe intervalul perioadei $\Delta T = 128$ μs. Întîrzierea între momentul închiderii lui $S1$ şi a închiderii lui $S2$, respectiv între $S3$ şi $S4$ este de 16 μs, ceea ce corespunde unei deplasări a motorului de 1,44° ($\ll 11{,}25 = \theta_{\mu p}$) la viteza cea mai ridicată de comandă. Variaţia formelor de undă pentru motorul X sînt:

$$U_A(t) = \sum_{n=0}^{N} \delta(t - n\cdot\Delta T)\left\{-\cos\left[(\nu_x + V_x + 8)\theta_{\mu p} + \frac{1}{2}\theta_{\mu p}\right] + E(\nu_x)\right\}, \tag{24}$$

$$U_B(t) = \sum_{n=0}^{N} \delta(t - n\cdot\Delta T - 16)\left\{-\cos\left[(\nu_x + V_x)\,\theta_{\mu p} + \frac{1}{2}\theta_{\mu p}\right] + E(\nu_x)\right\}$$

şi pentru motorul Y:

$$U_A(t) = \sum_{n=0}^{N} \delta(t - n\cdot\Delta T - 64)\left\{-\cos\left[(\nu_y + V_y + 8)\theta_{\mu p} + \frac{1}{2}\theta_{\mu p}\right] + E(\nu_y)\right\}. \tag{25}$$

$$U_B(t) = \sum_{n=0}^{N} \delta(t - n\cdot\Delta T - 80)\left\{-\cos\left[(\nu_y + V_y)\theta_{\mu p} + \frac{1}{2}\theta_{\mu p}\right] + E(\nu_y)\right\}.$$

în care timpul este exprimat în μs.

Termenul $E(\nu)$, asociat cu micropasul comandat pentru motor, introdus prin valorile şirurilor $N\Phi A$, $N\Phi D$ caută să compenseze eroarea introdusă prin limitarea exprimării eşantioanelor funcţiei cos prin cuvinte de numai 8 biţi, eroarea datorită abaterii pieselor componente şi eroarea datorită componentei continue (deriva) din CNA şi comutatoare. În intervalele în care bucla de viteză în c.a. este întreruptă (compensată) valoarea cuvîntului V este 8.

7. Concluzii

Balanţa concurenţei între motorul de c.c. şi MPP în domeniul implementării sistemelor digitale de poziţionare, cum ar fi înregistratoarele XY s-a înclinat, în ultimii 3—4 ani, categoric în favoarea MPP. Deşi motorul de c.c. are performanţe dinamice mai bune (frecvenţa de tăiere mai ridicată) şi o sută de ani de realizări tehnologice, avantajele evidente în implementarea unui sistem cu MPP, deşi acesta are două decenii de realizări tehnologice, sînt:

— posibilitatea excluderii părţii de conversie a mişcării rotative în mişcare de translaţie după X sau Y.

— prin utilizarea regimului de micropăşire se pot obţine uşor rezoluţii cu mult superioare celor necesare, precum şi o bună mişcare corelată pe axe.

— Variantele de înregistratoare din generaţia a treia prezintă o fiabilitate ridicată şi o versatilitate extinsă în sistemele complexe.

— preţul de cost al sistemelor implementate este scăzut. Aceasta se datoreşte şi preţului scăzut a microprocesoarelor actuale, deoarece înregistratoarele din generaţia a treia cuprind un mare volum de electronică programată.

Tendinţa, care s-a impus prin înregistratoarele din generaţia a treia (anii 1979/80), este de implementare a mişcării XY cu MPP liniare comandate, cu microprocesoare în regim de micropăşire.

Bibliografie

[1] *Fredriksem, T.R.* Micro-stepping — a new control concept for rotary step motors. In: Proceedings 4th ASIMCSD*, 1975, p. HH1—HH6.

[2] *Patterson, M.L.* Analysis and corection of torque harmonics in PM step motors. In: Proceedings of 6th ASIMCSD, 1977, p. 25—37.

* ASIMCSD — Annual Symposium Incremental Motion Control Systems and Devices, University of Illinois at Urbana-Champaign.

[3] *Patterson, M. L., Haselby, R. D.* A Microstepped YX controller with adjustable phase current wavforms. In: Proceeding of 6th ASIMCSD, 1977, p. 163—168.

[4] *Pritchard, E. K.* Concept and characteristics of ministeping. In: Proceedings of 9th ASIMCSD, 1980, p. 229—242.

[5] *Toacşe, Gh.* Translator design of the stepping motors. In: IEEE Transaction on IECI no. 2, May 1975, p. 229—232, New-York.

[6] *Trifa, V.* Sisteme de reglare a poziţiei cu motoare electrice pas cu pas. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Timişoara, 1978.

[7] * * * Proceedings stepping motors and controllers seminar. Documentaţie a firmei Supperior Electric, Bristol, Connecticut, 1979.

[8] * * * Hewlett-Packard Journal, september 1979, p. 1—19.

[9] *Kenjo, T., Takahashi, H.* Speed ripple characteristics of hybrid stepping motors driven in ministep mode. In Proceedings of the Proceedings Int. Conf., "Stepping Motors and Systems" Univ. of Leeds, 1979.

[10] *Napp, B.* Output stage stabilisation of a microstepping linear step drive using the wise-bode method in proceedings of 9th ASIMCSD, University of Illinois, 1980, p. 249—256.

[11] *Toacşe, Gh., Szabo, W.* Sisteme de măsurare cu aparatură programabilă. In: Metrologie Aplicată, nr. 4, 1979, nr. 1, 1980, p. 39—45, p. 177—183.

CZ 621.3.04: 658.562

APARATE ELECTRICE DE COMUTAŢIE
FIABILITATE
INDICATORI STATISTICI

Fiabilitatea şi rezistenţa la uzură a aparatelor electrice de comutaţie*

VALERIU GH. PANAITE** — BUCUREŞTI

Introducere

Tendinţele actuale în domeniul aparatelor electrice de comutaţie converg, în optimizarea soluţiilor constructive, din cerinţele de optimizare ale exploatării. Această optică modernă a calităţii necesită o cunoaştere mai bună a materialelor utilizate şi o stăpînire mai precisă a comportării produsului, lucru realizabil prin considerarea caracteristicii reale de fiabilitate şi mentenabilitate. Includerea însă a indicatorilor de fiabilitate în rîndul indicatorilor tehnici nominali, ridică o serie de probleme încă insuficient clarificate sau precizate chiar în normele tehnice.

În industrie este cunoscută necesitatea precizării valorii rezistenţei la uzură a unui produs concomitent cu prescrierea unui indicator al fiabilităţii. Tradiţia face ca rezistenţa la uzură să fie considerată încă în sens clasic, determinist, fapt întreţinut şi de actualele standarde industriale, îngreunînd astfel o corelare a acestuia cu oricare din indicatorii de fiabilitate.

Precizarea legăturii dintre parametrii de fiabilitate şi rezistenţa la uzură prezintă importanţă, atît în proiectare şi fabricaţie, cît şi în exploatare, în vederea unei corecte interpretări a indicatorilor consideraţi.

Lucrarea scoate în evidenţă aspectele caracteristice ale mărimilor puse în discuţie şi propune o serie de relaţii originale utilizabile în domeniile menţionate, precum şi în încercările industriale.

Numeroase încercări de fiabilitate efectuate în ultimul timp asupra aparatelor de comutaţie şi, în special, la joasă tensiune, din care se prezintă şi un exemplu, au permis verificarea acestor relaţii şi obţinerea unor observaţii interesante.

1. Comportarea unui produs — aspecte aleatoare, indicatori statistici

Este cunoscut faptul că un aparat de comutaţie îşi îndeplineşte funcţia impusă, la parametrii prescrişi, pînă la apariţia unui defect total (nefuncţionare netă), sau a unui defect de derivă (funcţionare în afara limitelor prescrise ale parametrilor), după care se trece la înlocuirea, repararea sau reglarea sa. În condiţii normale de exploatare defectul poate fi cauzat de foarte mulţi factori, iar apariţia sa se prezintă ca un eveniment, aleator cu probabilitatea dată de o anumită lege de repartiţie. Durata de viaţă, exprimată în număr de manevre sau conectări, fiind determinată de apariţia defectului, va diferi de la un exemplar la altul, avînd deci o valoare aleatoare. În consecinţă, descrierea comportării în funcţionare a unui aparat de comutaţie trebuie să pornească de la considerarea duratei ca eveniment aleator, utilizînd metodele statisticii matematice şi ale teoriei probabilităţilor.

În prezent, comportarea unui aparat de comutaţie poate fi concepută în mod previzio-

* Lucrare prezentată la sesiunea ştiinţifică „Tendinţele actuale în electrotehnică" — I.P.B., 24—25 oct 1980.

** Institutul politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică.

nal, fie aproximativ pornind de la valoarea rezistenței la uzură (mecanică sau electrică) prescrisă în standarde, fie mult mai precis, pornind de la caracteristica de fiabilitate, utilizînd un indicator, ca de exemplu „rata defectărilor" (λ), sau „media timpului de bună funcționare" ($MTBF$), indicatori care nu figurează încă în standardele specifice de produs.

Caracterizarea calității unui produs cu ajutorul celor două categorii de indicatori (rezistența la uzură și MTBF) necesită sublinierea unor aspecte caracteristice.

a) *Rezistența la uzură* este unul din indicatorii importanți ai unui aparat de comutație, iar valoarea sa este atestată de încercările de tip care se efectuează pe baza unui regim convențional de solicitări, bine precizat și riguros impus de standardele tehnice.

Unul din neajunsurile majore ale acestui parametru o constituie faptul că valoarea sa este prezentată în documentațiile tehnice ca o mărime deterministă deși, conform celor prezentate mai sus, se observă că are însușirile unei variabile aleatoare. În consecință, este indicat, în acest caz, ca pe lîngă valoarea rezistenței la uzură T_u, exprimată în număr de manevre, să se menționeze "nivelul de semnificație" α (probabilitatea ca rezistența la uzură x a unui exemplar oarecare să fie mai mică decît valoarea impusă), adică :

$$Prob\ (x < T_u) = \alpha. \qquad (1)$$

În figura 1 se reprezintă geometric nivelul de semnificație (aria hașurată), indicînd astfel riscul ca variabila aleatoare x, avînd media teoretică μ, să fie mai mică decît o valoare prescrisă T_u.

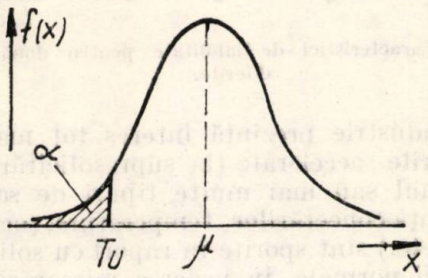


Fig. 1. Nivelul de semnificație al rezistenței la uzură.

În mod similar, se poate asocia rezistenței la uzură o probabilitate $1-\alpha$, denumită „nivel de încredere". Pentru α se pot lua în general valorile : 0,01 ; 0,02 ; 0,05 ; 0,10 sau 0,20. În absența indicațiilor respective și ținînd seama de experiența din acest domeniu, se recomandă pentru α, valoarea de 0,10 (10 %).

b. *Media timpului de bună funcționare — MTBF* este un indicator de referință în domeniul fiabilității, foarte frecvent utilizat, avînd avantajul de a avea aceeași natură cu caracteristica analizată (nr. de cicluri, manevre, timp etc.). Acest avantaj însă, împreună cu denumirea sa, poate să creeze și unele confuzii, dacă nu se ține seamă de faptul că definirea acestuia se bazează pe teoria probabilităților conform relației (2), avînd astfel și o anumită semnificație :

$$MTBF = \int_0^\infty t \cdot f(t) \cdot dt = \int_0^\infty R(t)\, dt. \qquad (2)$$

În relația (2), t este variabila aleatoare (nr. de cicluri, manevre, timp etc.), $f(t)$ este densitatea de probabilitate și $R(t)$ funcția fiabilității. Particularitățile semnificației indicatorului $MTBF$ necesită precizarea legii de repartiție. Astfel, în cazul legii exponențiale, $MTBF$ reprezintă numărul de manevre la care 63 % din produse se defectează, iar pentru legea normală corespunde unui număr de 50 % defecte. Încercările de fiabilitate, efectuate în ultimii ani în domeniul aparatelor de comutație și, în special, a celor de joasă tensiune, au dus la concluzia că legea Weibull modelează foarte bine repartițiile defectelor. Expresia fiabilității în acest caz [1, 2], este dată de relația :

$$R(t) = \exp\left[-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^\beta\right], \qquad (3)$$

unde : η, β și γ sînt parametrii legii Weibull. Pentru produsele fără uzura inițială ($\gamma = 0$), media timpului de bună funcționare are expresia :

$$MTBF = \eta \cdot \Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right), \qquad (4)$$

unde Γ este funcția gama tabelată. Rezultă astfel că, fiabilitatea, după un număr de cicluri $t = MTBF$ este dată pentru legea Weibull de relația :

$$R(MTBF) = \exp\left[-\Gamma^\beta\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)\right]. \qquad (5)$$

Tabelul 1

β	1	2	3	4
$R(MTBF)$	0,3678	0,4599	0,4901	0,5092

În tabelul 1 sînt prezentate valorile calculate ale fiabilității, pentru $t = MTBF$, conform (5).

Parametrul β (parametrul de formă) avînd în general, valori cuprinse între 1 și 4, rezultă, conform (5), că indicatorul $MTBF$ va fi egal cu numărul de cicluri, la care procentajul căderilor este cuprins între 50 % și 63 %. Se observă, din acest punct de vedere, legătura cu repartițiile exponențiale și normale.

2. Legături între MTBF și rezistența la uzură

Utilizarea concomitentă a indicatorilor *MTBF* și rezistența la uzură, pentru caracterizarea calității din punct de vedere al comportării în funcționare, ridică problema corelării acestora. Legătura dintre acești parametrii poate fi determinată, dacă sînt îndeplinite două condiții: rezistența la uzură să fie însoțită de nivelul de semnificație; rezistența la uzură și fiabilitate să fie definite pe baza acelorași solicitări.

Prima condiție se acceptă în mod obligatoriu deoarece corecta precizare a unei variabile aleatoare, așa cum este durata vieții, nu poate fi făcută decît printr-un indicator căruia să-i fie asociată și probabilitatea.

A doua condiție prezintă mai mult aspecte dintre care cel mai important este cel al stabilirii regimului de încercări la fiabilitate. Conform definiției fiabilității, încercările trebuie să modeleze solicitările reale din exploatare. În cazul întreruptoarelor, care au funcții atît de comutație în condiții normale, cît și de protecție la scurtcircuit, modelarea solicitărilor respective împreună cu solicitările de mediu, care sînt variabile, necesită în prezent o preocupare permanentă atît din partea producției, cît și din partea utilizării, în vederea definirii în perspectivă a unui regim reprezentativ și semnificativ pentru încercările de fiabilitate, cu o anumită compoziție și succesiune a solicitărilor. Deziderатul pare mai ușor de îndeplinit în cazul unor aparate electrice cum ar fi contractoarele, microîntreruptoarele, releele etc.

În prezent, există un program de încercări convențional stabilit, unanim recunoscut pe plan național și internațional, care se referă la verificarea rezistenței la uzură a aparatelor de comutație și care poate fi adoptat în oarecare măsură pentru încercările de fiabilitate, considerîndu-l regim de referință. Aceasta este și calea pe care s-a mers în cazul unor aparate de joasă tensiune, considerînd încercările pentru rezistența la uzură electrică ca încercări de fiabilitate. Pentru aparatajul de înaltă tensiune, pornind de la încercările recunoscute (standardizate) și anume cele referitoare la uzură mecanică și cele electrice, cu ciclu de acționare standard, sau eventual o variantă a acestuia [3] și care pot fi efectuate separat, se ajunge la definirea unui regim de încercări de fiabilitate de referință. Fiabilitatea, la un anumit moment, poate fi estimată în acest caz pe baza relației:

$$R = P(M \cap E) = P(M) \cdot P(E/M), \qquad (6)$$

unde M și E sînt evenimentele care constau din buna funcționare a întreruptoarelor supuse încercărilor mecanice respectiv electrice. Aceste evenimente sînt compatibile și dependente. Probabilitatea $P(M)$ poate fi considerată ca o fiabilitate mecanică la un anumit moment, iar $P(E/M)$ este probabilitatea bunei funcționări electrice, condiționată de buna funcționare mecanică pentru același moment.

În cazul încercărilor în regimuri diferite, ale aceluiași produs, se pune problema echivalenței încercărilor.

a. *Relații de echivalență a încercărilor.* Dacă încercările de fiabilitate diferă de cele prescrise uzurii, atunci legătura dintre MTBF și rezistența la uzură nu poate fi obținută, decît cu ajutorul relației de echivalență a încercărilor respective. Aceiași problemă apare și în cazul existenței mai multor regimuri de încercări de fiabilitate, cînd rezultatele obținute în cadrul unui regim pot fi extinse și la alte regimuri, pe baza relației de echivalență, cu efecte economice importante, cunoscînd cît de costisitoare sînt unele încercări de fiabilitate.

Relațiile de echivalență ale încercărilor se bazează pe acceptarea postulatului fiabilităților egale, care stabilește legătura dintre numărul de cicluri t din cadrul unui regim reprezentat de sistemul de solicitări S_0 (regim de referință) și numărul de cicluri τ din cadrul altui regim de solicitări, S pentru care fiabilitatea are aceeași valoare (fig. 2).

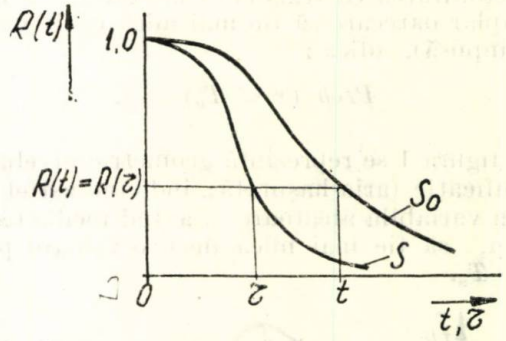


Fig. 2. Caracteristici de fiabilitate pentru două regimuri diferite.

În industrie prezintă interes tot mai mare încercările accelerate (la suprasolicitări), prin care unul sau mai multe tipuri de solicitări (frecvența conectărilor, temperatura, șocuri mecanice etc.) sînt sporite în raport cu solicitările utilizării normale, în vederea micșorării duratei încercărilor. Deoarece se pune condiția obligatorie ca creșterea solicitărilor să se mențină în cadrul unor anumite limite, păstrîndu-se modelul fizic al defectării, se poate accepta (eventual testa) ipoteza conservării legii de repartiție a defectelor, lege care condiționează relațiile de echivalență. Considerînd postulatul fiabilităților egale în cazul celor două regimuri [4] se scrie astfel egalitatea:

$$R_{S0}(t) = R_S(\tau). \qquad (7)$$

Înlocuind, cu expresiile analitice inclusiv și cu parametri solicitărilor (S_0, și S), se obține relația de echivalență pentru fiecare tip de repartiție.

Pentru legea exponențială, unde fiabilitatea este $R = \exp(-\lambda t)$ pe baza expresiei (6), relația de echivalență între t și τ este:

$$t = \frac{\lambda}{\lambda_0}\tau = c\tau, \tag{8}$$

unde λ și λ_0 sînt ratele defectării în regimurile de încercări S și S_0.

Pentru legea normală, cei doi parametri, media și abaterea standard, corespunzătoare regimurilor S_0 și S, sînt (μ_0, σ_0) și (μ, σ). Expresia (6) se poate pune sub forma:

$$\frac{t-\mu_0}{\sigma_0} = \frac{\tau-\mu}{\tau}, \tag{9}$$

obținîndu-se relația de echivalență:

$$t = a\tau + b. \tag{10}$$

Constantele a, b sînt:

$$\left.\begin{aligned} a &= \frac{\sigma_0}{\sigma} \\ b &= \mu_0 - \frac{\sigma_0}{\sigma}\mu \end{aligned}\right\}. \tag{11}$$

Pentru legea de repartiție Weibull, considerînd (3) și (6) cu $\gamma = 0$ se ajunge la următoarea relație de echivalență:

$$t = c \cdot \tau^m. \tag{12}$$

Constantele c și m sînt determinate de parametrii legii Weibull η și β pentru S_0 și S astfel:

$$\left.\begin{aligned} c &= \frac{\eta_0}{\eta^{\beta/\beta_0}} \\ m &= \frac{\beta}{\beta_0} \end{aligned}\right\}. \tag{13}$$

În cazul legilor exponențiale sau normale, relațiile (7) și (9) pot fi utilizate și pentru stabilirea echivalenței dintre mediile timpului de bună funcționare $(MTBF)_{S0}$ și $(MTBF)_S$, corespunzătoare regimurilor de solicitare considerate S_0 și S, deoarece fiabilitățile respective sînt egale. Pentru legea de repartiție Weibull, postulatul fiabilităților egale nu poate fi aplicat la $t = MTBF$ și relația de echivalență referitoare la acest indicator se obține determinînd raportul $(MTBF)_{S0}/MTBF)_S$ cu ajutorul relației (4), ceea ce revine la a scrie:

$$(MTBF)_{S0} = c.\ (MTBF)_S. \tag{14}$$

Constanta c este definită astfel:

$$c = \frac{\eta_0}{\eta} \cdot \frac{\Gamma^{\beta_0}\left(\frac{1}{\beta_0}+1\right)}{\Gamma^{\beta}\left(\frac{1}{\beta}+1\right)}. \tag{15}$$

b. Relații de legătură între MTBF și rezistența la uzură

Considerînd ca regim de încercare (de referință) la fiabilitate regimul de încercări pe baza căruia s-a definit o rezistență la uzură, este posibil să se stabilească și relația de legătură între un indicator de fiabilitate și indicatorul rezistenței la uzură (anduranța) T_u, prescris de norme.

Dacă nivelul de semnificație α este precizat pentru T_u, atunci:

$$P(t > T_u) = 1 - \alpha = R(T_u), \tag{16}$$

adică nivelul de încredere $(1-\alpha)$ reprezintă chiar fiabilitatea la $t = T_u$ (fig. 3).

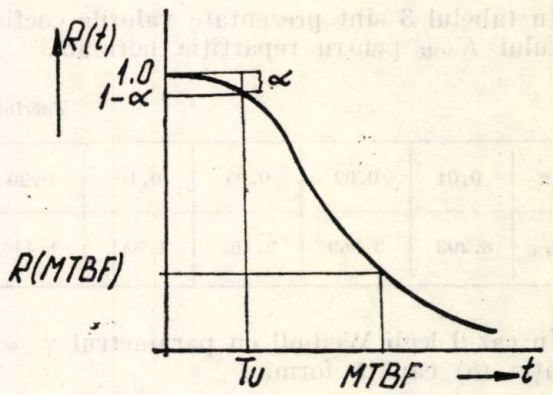


Fig. 3. Caracteristica fiabilității.

Legătura dintre $MTBF$ și T_u se poate prezenta prin definiție sub forma unui raport (coeficientul uzurii);

$$K_{M/U} \triangleq \frac{MTBF}{T_u}, \tag{17}$$

a cărui expresie depinde de legea de repartiție și care poate fi larg utilizat în estimările previzionale legate de acești indicatori.

În cazul legii exponențiale, relația (15) devine:

$$e^{-\lambda T_u} = 1 - \alpha, \tag{18}$$

unde:

$$K_{M/U} = \frac{MTBF}{T_u} = \left(\ln\frac{1}{1-\alpha}\right)^{-1}, \tag{19}$$

avînd valorile prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

α	0,01	0,02	0,05	0,10	0,20
$M/M/U$	99,49	49,49	19,49	9,49	4,48

La repartiţia normală, caracterizată de cei doi parametri: media $M[t] = \mu = MTBF$ şi abaterea standard σ, conform proprietăţilor cunoscute se poate scrie relaţia:

$$T = MTBF - Z_{1-\alpha} \cdot \sigma, \qquad (20)$$

unde $Z_{1-\alpha}$ este cuantila definită de nivelul de încredere $1 - \alpha$ (tabelată). Coeficientul $K_{M/U}$ va avea expresia:

$$K_{M/U} = \frac{MTBF}{MTBF - Z_{1-\alpha} \cdot \sigma} = \frac{1}{1 - C_v \cdot Z_{1-\alpha}}, \qquad (21)$$

unde $C_v = \sigma / MTBF$ este coeficientul de variaţie. Pentru domeniul considerat, se poate lua $C_v = 0{,}36$ [5].

În tabelul 3 sînt prezentate valorile coeficientului $K_{M/U}$ pentru repartiţia normală.

Tabelul 3

α	0,01	0,02	0,05	0,10	0,20
$K_{M/U}$	6,203	3,869	2,463	1,854	1,440

În cazul legii Weibull cu parametrul $\gamma = 0$, relaţia (5) capătă forma:

$$\exp\left[-\left(\frac{T_u}{\eta}\right)^{\beta}\right] = 1 - \alpha \qquad (22)$$

unde:

$$T_u = \eta \left(\ln \frac{1}{1-\alpha}\right)^{\frac{1}{\beta}} \qquad (23)$$

Înlocuind (4) şi (22) în (16) se obţine expresia:

$$K_{M/U} = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)}{\left(\ln \frac{1}{1-\alpha}\right)^{\frac{1}{\beta}}}. \qquad (24)$$

Se observă că valoarea acestui coeficient depinde numai de unul din parametri legii Weibull. Valorile calculate pentru $K_{M/U}$ funcţie de α şi β sînt prezentate în tabelul 4 şi de asemenea, în figura 4.

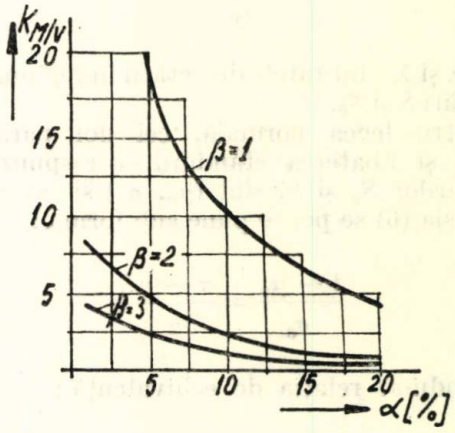


Fig. 4. Variaţia coeficientului $K_{M/U}$ în cazul legii Weibull.

Se poate urmări variaţia acestui coeficient funcţie de nivelul α de semnificaţie.

3. Verificări experimentale

La un eşantion de 15 contactoare electromagnetice, supus încercărilor de fiabilitate, într-un regim definit de încercările la uzură electrică, s-au obţinut rezultatele din tabelul 5. Încercarea este de tip triunghiat, fiind oprită după o durată $T = 2{,}2 \cdot 10^5$ conectări. Defectările Δr_i sînt prezentate pe intervale de grupare. Cu ajutorul graficului Weibull (fig. 5), s-au determinat următoarele valori pentru parametrii repartiţiei: $\hat{\eta} = 3 \cdot 10^5$, $\hat{\beta} = 2$. Din condiţiile reale asigurate pentru eşantion, parametrul $\gamma = 0$.

Cu relaţia (4), media timpului de bună funcţionare are valoarea punctuală $\widehat{MTBF} = 3 \cdot 10^5 \cdot 0{,}88623 = 265.869$ conectări. Pentru categoria de utilizare respectivă rezistenţa la uzură prescrisă este de 10^5 conectări. Această valoare, atestată la încercările de tip, poate fi estimată prin încercarea de fiabilitate, dacă se consideră, aşa cum s-a recomandat mai sus ca rezistenţa la uzură să includă nivelul de semnificaţie $\alpha = 10$ %. În acest caz, pentru $\beta = 2$ şi $\alpha = 0{,}10$, din tabelul 4 se extrage valoarea

Tabelul 4

α	0,05				0,10				0,20			
β	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
$K_{M/U}$	19,53	3,19	2,40	1,90	9,49	2,73	1,86	1,59	4,48	1,87	1,45	1,31

Tabelul 5

Interval de grupare	Δr_i	$r_i = \sum_i \Delta r_i$	$F(t) = \frac{r_i}{N_0}$
8. 10^4	0	0	0
$8-12 \cdot 10^4$	1	1	0,066
$12-16 \cdot 10^4$	3	4	0,266
$16-20 \cdot 10^4$	1	5	0,333
$20-24 \cdot 10^4$	2	7	0,466

În cazul utilizării acestui procedeu şi pentru atestarea rezistenţei la uzură din încercarea de fiabilitate, este indicat deci să se calculeze dispersia sau intervalul de încredere, acest calcul fiind bine cunoscut şi pe larg prezentat în lucrările de specialitate [1], [6], [7] ş.a.

4. Concluzii

Definind rezistenţa la uzură (anduranţa) ca o mărime aleatoare se poate stabili legătura acestuia cu indicatorii de fiabilitate. În acest caz se recomandă să se asocieze rezistenţei la

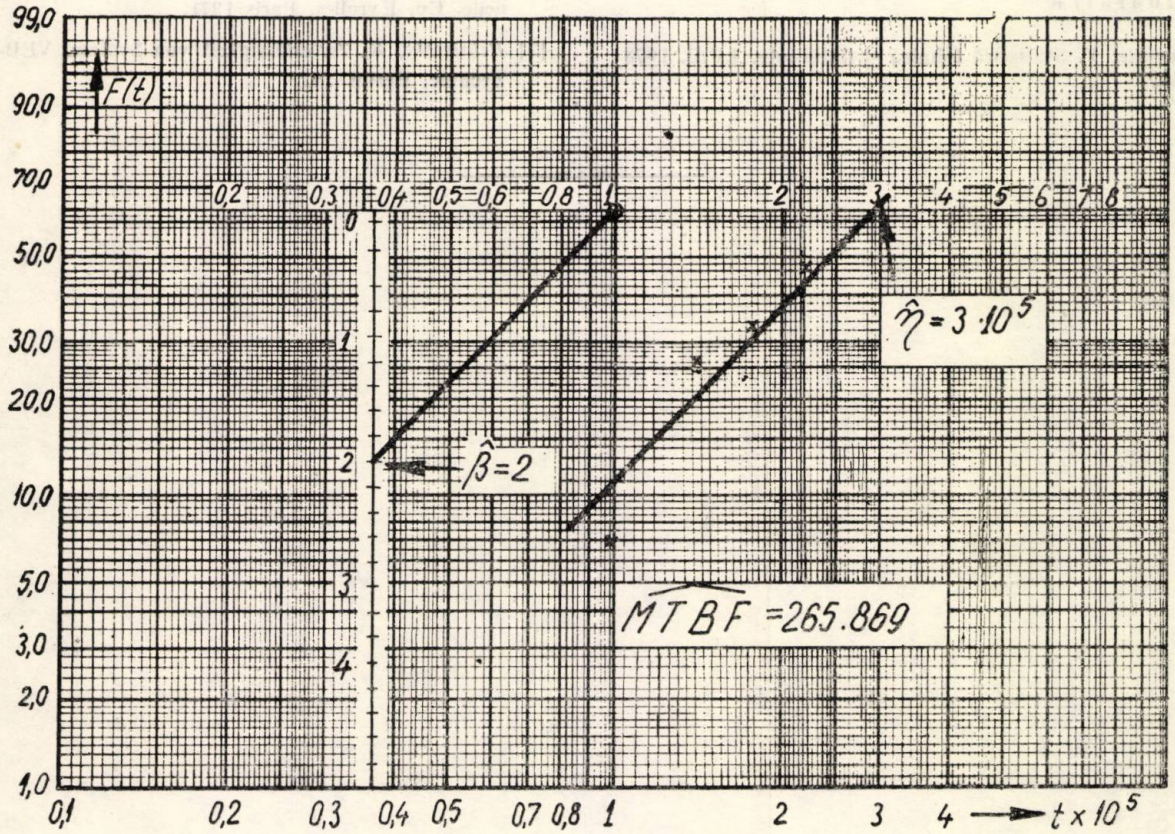


Fig. 5. Graficul Weibull.

$K_{M/U} = 2{,}73$, pe baza căreia rezistenţa la uzură estimată punctual este:

$$T_u = \frac{MTBF}{K_{M/U}} = \frac{265.869}{2{,}73} = 97.387 \text{ conectări},$$

obţinîndu-se, după cum se observă, o estimaţie foarte apropiată de valoarea prescrisă, diferenţa nefiind semnificativă pentru $\alpha = 10$ % adoptat (recomandat). Se menţionează că valoarea indicatorului T_u determinată astfel, trebuie privită ca o valoare aleatoare dependentă de eşantion. Abaterile mari ale valorilor obţinute în raport cu cele prescrise de norme, trebuie să fie interpretate cu ajutorul dispersiei s-au a intervalului de încredere corespunzător nivelului de semnificaţie α.

uzură nivelul de semnificaţie $\alpha = 10$ %. Prin aceasta, criteriul clasic de acceptare referitor la încercarea la rezistenţa de uzură nu se modifică.

Cu ajutorul coeficientului uzurii $K_{M/U}$ se poate estima previzional indicatorul $MTBF$ acceptînd, pe baza experienţei acumulate, o ipoteză asupra legii de repartiţie şi asupra parametrilor respectivi. Este astfel posibil să se definească şi un regim de încercare de referinţă la fiabilitate, extinzîndu-se apoi estimările şi la alte regimuri pe baza postulatului fiabilităţilor egale.

Trebuie subliniată utilitatea în proiectare şi în interpretările de laborator a coeficientului $K_{M/U}$ care reprezintă raportul dintre media

timpului de bună funcţionare (*MTBF*) şi rezistenţa la uzură. Valorile acestui coeficient prezentate în tabelul 4 acoperă, în general, toate cazurile practice avînd la bază legea de repartiţie Weibull. Se observă că pentru valorile cele mai des întîlnite ale parametrului β (2 — 4), media timpului de bună funcţionare este de 1,59 ÷ 2,73 ori mai mare decît rezistenţa la uzură. Această constatare va trebui să conducă şi la o reevaluare sau înlocuire a coeficienţilor arbitrari respectivi cu care se lucrează în industrie.

Bibliografie

[1] *Panaite, V.* Statistică tehnică şi fiabilitate. I.P.B. 1978. 560.

[2] *Marcovici, C., Ligeron, J—C.* Utilisation des tehniques de fiabilité en mécanique. Ed. teh. et. documentation. Paris, 1975. 457.

[3] *Panaite, V.* Aspecte ale fiabilităţii întreruptoarelor automate de înaltă tensiune. In : Energetica, Nr. 5, 1977 p. 149—158.

[4] *Namitcheichvili, O.* Postulat des probabilités égales et ses applications. In : Fiabilité, nr. 13, 1973, p. 31—41.

[5] *Panaite, V.* Un indicator statistic pentru estimarea etapei din viaţa unui produs industrial. Referat la sesiunea Tendinţe actuale în electrotehnică. I.P.B. 24—25 octombrie 1980.

[6] *Pollard, A., Rivoir, C.* Fiabilité et statistique prévisionelle. Ed. Eyrolles, Paris 1971.

[7] *Reinischke, K.* Zuverlässigkeit von System. VEB-Verlag Technic, Berlin 1973.

Microelectronica în serviciul automatizării — retrospectivă a tîrgului de primăvară de la Leipzig—1981

Între 15 și 21 martie 1981 a avut loc în R.D.G., sub motoul „pentru comerț mondial neîngrădit, pentru progres tehnic", Tîrgul de primăvară de la Leipzig pe o suprafață totală de 340 000 metri pătrați, 9 000 de expozanți din 60 de țări și-au expus cele mai edificatoare produse ale tehnicii celei mai avansate pe plan mondial.

În cadrul acestei manifestări sectorul destinat construcțiilor electrice, automatizării, prelucrării informațiilor și aparaturii științifice a avut caracterul unei adevărate expoziții specializate, atît din punct de vedere al participării (circa 25 țări), cît și din punct de vedere al scopului și calității manifestărilor realizate. Compartimentul de echipamente electrice, echipamente de automatizare și echipament special automatizare a ocupat aproape 1/2 din suprafața disponibilă de 45 000 m.p. Restul expoziției înfățișa unități individuale și sisteme complexe, multe dintre acestea încorporînd componente electronice și microelectronice, precum și microcalculatoare și microprocesoare. Grupul de echipamente speciale, la cea de-a 7-a prezentare, a fost însoțit de o serie de conferințe de prezentare, în care principalele firme au precizat ultimele realizări științifice, tehnologice și economice.

Cea mai cuprinzătoare și de altfel unica expoziție națională a fost cea organizată pentru firmele din R. D. Germană, în rîndul cărora au intrat: VEB Kombinat Automatisierungsanlagenban—Berlin, Kombinat Elektro-Apparate-Werke Berlin—Treptow „Friedrich Ebert", precum și VEB Kombinat Robotron.

Au fost reprezentate o serie de firme din țările socialiste cum sînt: Mashpriborintorg (U.R.S.S.); Metronex (R. P. Polonă); Kovo (R. S. Cehoslovacă); Metrimpex, Gamma și Întreprinderea de aparate de măsură și control din Ganz (R. P. Ungară); Elektroimpex (R. P. Bulgaria); Electronum (R. S. România). Din țările capitaliste au participat următoarele firme: A.C.E.C. (Belgia); Hartmann und Braun AG Honeyweel GmkH, Friesecke und Höpfner GmbH, BASF Köln și Samson AG (R. F. a Germaniei); Danfoss A/S (Danemarca); Télémécanique și COMEF Association (Franța); DEA SpA, Honeywell Information System (Italia) și SGS-ATES (Italia); ELIN—Union și Hewlett-Packard (Austria); ASEA (Suedia); Perkin Elmer (S.U.A.) și Rohde & Schwartz Handels GmbH (Berlinul de vest). O prezentare unică a fost organizată de principalele firme americane producătoare de echipamente pentru automatizare.

Un sector interesant de urmărit în completarea celor menționate anterior a fost „Interatominstrument" — expoziția în care s-au prezentat circa 150 produse (aparatură nucleară și echipamente pentru automatizare) din R. P. Bulgaria, R. P. Ungaria, R. D. Germană, R. P. Polonă, U.R.S.S. și R. S. Cehoslovacă.

VEB Geräte — und Regelwerke Teltow, întreprindere din cadrul combinatului VEB Kombinat Automatisierungsanalagenbau Berlin, — care livrează produsele prin Elektrotechnik Export—Import, a prezentat **sistemul de automatizare PVM 5000** destinat întreprinderilor din industria materialelor de construcție, industria chimică, industria metalurgică etc. În cadrul sistemului sînt utilizate microcalculatoare care permit obținerea unei structuri ierarhice descentralizate a componentelor individuale. Calculatoarele sînt de tipul K 1 520, iar camera centrală de control este înzestrată cu ecrane de vizualizare. Informațiile referitoare la procesul de producție sînt colectate, prelucrate și adaptate pentru transferul către camera de control, în unități descentralizate, permițînd economisirea energiei, realizarea unor echipamente compacte și reducerea costului de întreținere.

Aceeași firmă a prezentat sistemul GAA 5000 destinat colectării integrate și prelucrării informațiilor, supravegherii și înregistrării automate, precum și controlului automat al funcțiilor de conectare și adaptare. Sistemul este prevăzut cu un microcalculator central, fiind destinat instalațiilor de climatizare și altor echipamente.

Sistemele industriale de acționări de control fabricate de către VEB Elektroprojekt und Anlagenbau—Berlin; a fost prezentată seria DT2 de echipamente Thyresch pentru rectificare curentă. Componența electronică este realizată la nivelul celor mai ridicate exigențe de calitate, fiind prevăzută cu componente microelectronice.

La expoziție au fost prezentate elemente aplicate în „cascadă" subsincron, pentru controlul pompelor unei instalații de tratare a apelor uzate. Aranjamentul prezentat asigură o economisire a energiei de 30%.

Același producător a realizat o nouă generație de boxe GTN pentru furnizarea energiei electrice la sistemele superioare de contact care servesc căile ferate, cu un voltaj nominal între 220 V și 3 kV.

VEB Werk für Signal—und Sicherungstechnik Berlin — altă întreprindere a combinatului VEB Kombinat Automatisierungsanalagenbau Berlin — produce sisteme de semnalizare, comunicație și livrare a energiei electrice pentru căile ferate. Din cadrul acestora a fost preezentat un **înregistrator de funcțiune-timp** tip FZD 2 MR82 — component de bază pentru sistemele periferice. Este construit avînd ca nucleu un microcalculator Robotron K 1 500 și înregistrează selectiv operațiile efectuate de personal în cabine separate, astfel încît să poată fi reconstruită secvența în caz de necesitate.

VEB Numerik „Karl Marx" — aparținînd aceluiași combinat — a prezentat **sisteme de control** pentru mașinile de prelucrat metalele și pentru roboți industriali. Ca parte a echipamentului CNC—600, sistemul programabil de control numeric tip CNC—H—600 poate fi folosit la mașinile-unelte pentru una sau mai multe operații și la producerea prototipurilor. Intreprinderea produce: **sistemul PS 2 000** cu memorie programabilă; **sistemul de control IRS 2 000** pentru roboți industriali și sistemul IRS 600, destinat, de asemenea, roboților industriali, bazat pe CNC—600 și folosit, în special, la roboții din generația a II-a, care îndeplinesc o gamă largă de operații.

VEB Elektro—Apparate—Werk Berlin—Treptow „Friedrich Ebert", care exportă prin intreprinderea Heim—Electric, a prezentat componente electronice și microelectronice, precum și aparatură de măsură și control. Una din ultimele realizări ale întreprinderii este **URSATRON 5 000** destinată sistemelor de control, care prelucrează binar sau digital informații, a cărei funcționare s-a demonstrat ca parte a unui sistem de control pentru întreprinderile din industria minieră, în asociație cu echipamentul sovietic de automatizare KTS LIUS 2. În timp ce URSALOG 5 020 execută programul și controlul logic al procesului, sistemul sovietic realizează operațiile de supraveghere-control și schimbul de informații cu operatorul.

VEB Wetron Weida a prezentat un **controler**, component al sistemului **URSAMAR 4 000**, destinat controlului funcționării instalațiilor de încălzire, ventilație și condiționare a aerului în clădiri industriale, clădiri publice etc.

VEB Junca Dessau a prezentat un **debitmetru** pentru gaze, **URSAFLUX W**, destinat utilizării în întreprinderile industriei chimice, precum și aparatul **URASLYT RG**, care determină concentrația de oxigen în probele de gaze, rezultate din combustia deșeurilor la temperatura de 760°C.

VEB Massindustrie Werdau produce **sisteme de control a cantității energiei electrice** tip EVE/EKK 80.

Noi **controlere, traductoare și aparate indicatoare** tip URSACORD au fost prezentate de întreprinderea VEB Messgerätewerk din Magdeburg, destinate în special proceselor termice.

Robotron a prezentat **instrumente electronice** pentru realizarea defecțiunilor, măsurarea sunetelor și a vibrațiilor, aplicații nucleare ș.a.m.d. Modul de funcționare a aparatelor a fost ilustrat prin aplicații practice, unele sisteme incluzînd microcalculatoare Robotron.

G.A.

NOTA

Autorii articolului **„Ridicarea caracteristicii mecanice în regim dinamic la motoarele asincrone trifazate"**, publicat în E. E. A. — **Electrotehnica nr. 5 iulie 1981**, p. 188, sînt: **Adrian Mereanu, Viorel Pascu** și **Mariana Marinescu**, cercetători la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) din București.

1982 MAR 1 1

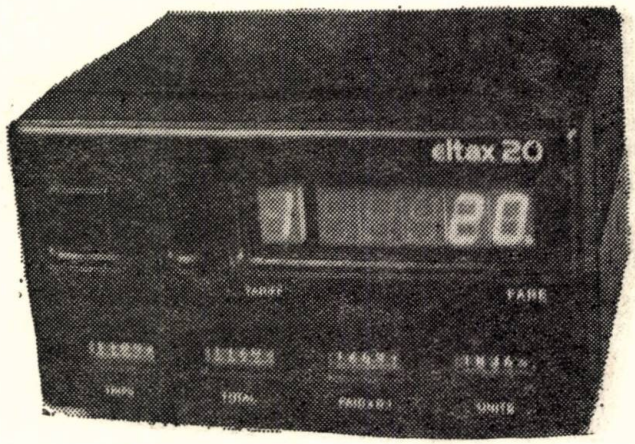
E 2040
REFERÁLVA
R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 29 NR. 7 • OCTOMBRIE 1981

Isotimpex

Taximetru electronic Eltax 20



Taximetrul calculează costul total al drumului parcurs de un automobil cu pasageri, numărul turelor şi suma unităţilor de taxare calculate.

Eltax 20 este un minitaxicomputer construit cu circuite integrate LSI-MOS. Costul drumului este indicat de display cu 7 segmenţi (diode de emitere a luminii). Datele de control sînt prezentate de patru (4) contoare electromecanice.

Eltax 20 este un microtaxicomputer cu posibilitatea de a taxa serviciile după patru tarife. Taxa de bază, tarifele şi caracteristicile vor fi uşor de reglat avîndu-se în vedere tipul maşinii. Modificarea se face cu ajutorul schimbării legăturilor fixe în cîmpul de coduri. Cu taxa iniţială se vor putea achita în avans anumite drumuri sau timpul de staţionare.

Eltax 20 se conectează la automobil printr-un fotoemiţător. Emiţătorul este uşor şi are dimensiuni mici. Se montează între spidometru şi acui care antrenează spidometrul.

DATE TEHNICE:

1 — Cîmp de lucru „Liber" (1—4) tarife „Casa"
2 — Caracteristici principale: preţul drumului, taxă iniţială, totalul kilometrilor, kilometru-ocupat, numărul drumurilor, suma comutatoarelor în trepte.
3 — Indicator — indicator LED cu 5 trepte pentru costul drumului şi indicator LED cu 1 treaptă de tarife.
4 — Dimensiuni: 175 × 165 × 96 mm.
5 — Greutate 1,6 kg.
6 — Alimentare: 9—15 V (la acumulatorul auto).
7 — Curent: 5 W — 12 V.
8 — Control antiparaziţi radio.

Exportator: ISOTIMPEX, Str. Tschapaev 51, Sofia — Bulgaria
tel: 73—61; telex: 022731

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 **Nr. 7** octombrie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 681.3.

FIABILITATE
DIAGNOSTICARE DEFECTE

Lăzăroiu, D. F. : **Calculul eficienţei economice a încercărilor de fiabilitate.**

E.E.A. – Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 267

Lucrarea prezintă o metodologie de calcul a timpului de recuperare folosit ca indicator al recuperării investiţiei cerute de rezultatele încercărilor de fiabilitate, care impun îmbunătăţirea construcţiei, astfel încît produsul să prezinte indicatori mai buni de fiabilitate şi mentenabilitate.

CZ 621.365.5

MATERIALE ELECTROTEHNICE
CONDUCTOARE EMAILATE
METODE DE ÎNCERCARE

Deak, Fr. : **O metodă nouă şi eficientă de control calitativ al conductoarelor emailate.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 272

În articol se prezintă performanţele noului lac de emailare CA 86, apoi se descrie amănunţit noua metodă de control al calităţii peliculei de email realizate cu acest lac, prin determinarea variaţiei factorului de pierderi dielectrice în funcţie de temperatură.

CZ 621.365.5

AGITATOR INDUCTIV
DIMENSIONARE OPTIMĂ
EXPERIMENTARE

Pop, Fl. : **Amestecarea prin inducţie electromagnetică a băilor de metal topit.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 277

Partea a III-a : Analiză asupra studiului teoretic privind cîmpul electromagnetic în sistemul agitator inductiv — baie metalică.

În lucrare sînt interpretate relaţiile obţinute pentru unele mărimi ale cîmpului electromagnetic şi se precizează elemente de calcul necesare dimensionării optime a instalaţiilor de amestecare; sînt date şi unele rezultate experimentale.

CZ 621.313.323 – 621.382.3

MOTOR SINCRON
EXCITAŢIE STATICĂ
REGLARE AUTOMATĂ

Micu, E., Palaghiţă, N. : **Sistem de excitaţie statică cu reglare automată a factorului de putere la motoare sincrone.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981 p. 284

Se prezintă un sistem de excitaţie statică instalat la motoare sincrone de 300 kW de acţionare a compresoarelor, la care curentul de excitaţie este reglat automat pentru menţinerea constantă a factorului de putere al motorului.

CZ 621.313.2

COMUTAŢIE
REZISTENŢA DE CONTACT

Galan, N., Avram, T. : **Aspecte cu privire la comutaţia maşinii de curent continuu.**

E.E.A.– Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 288

Se analizează aspectele comutaţiei determinate de contactul alunecător perie-colector şi se prezintă un nou mod de aproximare a rezistenţelor dintre perie şi lamele. Se constată că şi la o compensare ideală a t.e.m. induse în secţia care comută, comutaţia poate fi lineară, accelerată sau întîrziată, funcţie de modul cum variază în timp rezistenţele dintre perie şi lamele.

CZ 621.542.027

REPARTIŢIA TENSIUNILOR ÎNALTE
ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
TEORIA SISTEMELOR

Tuşaliu, P. ş.a. : **Asupra repartiţiei tensiunilor înalte pe camerele de stingere ale întreruptoarelor de înaltă tensiune utilizînd teoria sistemelor, încercările de laborator şi modelarea fizică.**

E.E.A.– – Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 292

Lucrarea tratează aspectele neliniarităţii repartiţiei tensiunilor înalte în regim dinamic pe canierele întreruptoarelor de î.t., utilizînd calculul teoriei sistemelor, încercările de laborator şi modelarea fizică.

CZ 621.361.5 : 621 – 23

MECANISM DE ACŢIONARE
ÎNTRERUPTOARE

Chelaru, R., Bălăşoiu, T. : **Calculul cinematic şi energetic pentru un întreruptor de înaltă tensiune cu mecanism de acţionare tip „cruce de Malta".**

E.E.A.—Electrotehnica 29, nr. 7, oct 1981, p. 300

Se prezintă o soluţie originală de întreruptor de înaltă tensiune, cu mecanism de acţionare tip „Cruce de Malta" alături de calculul cinematic al mecanismului la deschidere şi calculul energetic cu modelul „masă redusă" pentru procesul de închidere a întreruptorului.

CZ 621.317 : 538.632

PLĂCUŢE SEMICONDUCTOARE
CÎMP MAGNETIC

Vetreş, I. : **O nouă metodă de determinare a rezistivităţii plăcuţelor semiconductoare de formă oarecare în cîmp magnetic**

E.E.A.—Electrotehnica 29, nr. 7, oct. 1981, p. 305

În lucrare se demonstrează valabilitatea relaţiei lui Van der Pauw pentru determinarea rezistivităţii plăcilor arbitrare şi în cîmp magnetic transversal. Se prezintă şi un algoritm de calcul numeric a rezistivităţii.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681.3

НАДЕЖНОСТЬ
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЕФЕКТОВ

Лэзэрою, Д. Ф.: **Расчёт экономической эффективности испытаний надежности.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 267

Работа представляет методику вычисления времени возврата, которое используется в качестве показателя возврата затрат, необходимых по результатам испытаний на надежность, требующих усовершенствования конструкции, для того чтобы производимое изделие обладало более высокими показателями надежности и сохранности.

УДК 621.365.6

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ
ЭМАЛИРОВАННЫЕ ПРОВОДНИКИ
МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЯ

Деак, Фр.: **Новый метод и эффективность качественного контроля эмалированных проводников.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 272

В статье представляются технические характеристики нового эмалевого лака СА 86, затем подробно описывается новый метод контроля качества эмалевой пленки из этого лака, путем определения изменения коэффициента диэлектрических потерь в зависимости от температуры.

УДК 621.365.5

ИНДУКТИВНЫЙ СМЕШИВАТЕЛЬ
ОПТИМАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРОВ
ЭКСПЕРИМЕНТИРОВАНИЕ

Поп, Фл.: **Перемешивание электромагнитной индукцией ванн с расплавленным металлом.**

Часть III. **Анализ теоретического исследования в области электромагнитного поля в системе индуктивный смеситель — металлическая ванна.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 277

В работе представляются отношения, полученные для некоторых величин электромагнитного поля и уточняются элементы вычислений, необходимые для оптимального определения размеров смесительных установок; приводятся и некоторые экспериментальные результаты.

УДК 621.313.323 – 621.382.3

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
СТАТИЧЕСКОЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ
АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

Мику, Е., Палагица, Н.: **Система статического возбуждения с автоматическим регулированием коэффициента мощности в синхронных двигателях.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 284

Представляется система статического возбуждения, установленная на синхронных двигателях 300 кВт привода компрессоров, в которых ток возбуждения регулируется автоматически для поддержания постоянного коэффициента мощности двигателя.

УДК 621.313.2

КОММУТАЦИЯ
КОНТАКТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Галан, Н., Аврам, Т.: **Аспекты относительно коммутации электрической машины постоянного тока.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981 стр. 288

Анализируется аспекты коммутации, обусловленной скользящим контактом щетка-коллектор и представляется новый способ аппроксимации сопротивлений между щеткой и пластинами. Установлено, что и при идеальной компенсации напряжения (э.д.с.) индуктированного в коммутирующей секции коммутация может быть линейной, ускоренной и запаздывающей, в зависимости от того, как изменяются во времени сопротивления между щеткой и пластинами.

УДК 621.542.027

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ
ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ
ТЕОРИЯ СИСТЕМ

Тушалиу, П. **и др.: Относительно распределения высоких напряжений по дугогасительным камерам высоковольтных выключателей, используя теорию систем, лабораторные испытания и физическое моделирование.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт., 1981, стр. 292

В работе излагаются аспекты нелинейности распределения высоких напряжений в динамическом режиме по камерам высоковольтных выключателей при использовании расчета теории систем, лабораторных испытаний и физического моделирования.

УДК 621.361.5 : 621 – 23

ПРИВОДНОЙ МЕХАНИЗМ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Келару, Р., Бэлэшою, Т.: **Кинематический и энергетический расчет для высоковольтного выключателя с приводным механизмом типа «Крест Мальта».**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 300

Представлен оригинальный вариант высоковольтного выключателя с приводным механизмом типа «Крест Мальта», сопровождаемый кинетическим расчетом механизма при размыкании выключателя и энергетическим расчетом путем модели «приведенная масса» для процесса замыкания выключателя.

УДК 621.317 : 538.632

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЛАСТИНЫ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Ветреш, И.: **Новый метод определения удельного сопротивления полупроводниковых пластин любой формы в магнитном поле.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 7, окт. 1981, стр. 305

В работе демонстрируется действительность отношения Ван дер Пау для определения удельного сопротивления пластин производьной формы и в поперечном магнитном поле. Дается и алгорифм цифрового вычисления удельного сопротивления.

ÎNHALT

DK 681.3

ZUVERLÄSSIGKEIT
FEHLERDIAGNOSE

Lăzăroiu, D. F. : **Berechnung des wirtschaftlichen Nutzens der Zuverlässigkeitsversuche.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 267

Die Arbeit schildert eine Methodologie zur Berechnung der Rückgewinnungszeit, die als Rückgewinnungsindikator der Investitionen, die von den Ergebnissen der Zuverlässigkeitsversuche gefordert werden, die eine Konstruktionsverbesserung notwendig machen, verwendet wird, so dass das Erzeugnis bessere Zuverlässigkeitsanzeiger aufweist.

DK 621.365.5

ELEKTROTECHNISCHE WERKSTOFFE
LACKDRÄHTE
VERSUCHSMETHODEN

Deak, Fr. : **Eine neue und wirksame Qualitätskontrolle von Lackdrähten.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 272

Im Artikel werden die Leistungen des neuen Emaillacks CA 86 vorgestellt, und danach wird eine neue Method zur Qualitätskontrolle der mit diesem Lack hergestellten Emailschicht durch die Bestimmung der Schwankun des Faktors der dieletrischen Verluste in Abhängigkeit von der Temperatur ausführlich beschrieben.

DK 621.365.5

INDUKTIVER RÜHRER
OPTIMALE BEMESSUNG
VERSUCHE

Pop, Fl., **Mischen der Bäder von geschmolzenem Metall durch elektromagnetische Induktion.**

Dritter Teil: **Untersuchung der theoretischen Abhandlung über das elektromagnetische Feld im System „Induktiver Rührer — Metallbad".**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 277

In der Arbeit werden die für einige Grössen des eletromagnetischen Feldes erhaltenen Beziehungen interpretiert und die zur optimalen Bemessung der Rühranlagen notwendigen Rechenelemente näher bestimmt. Es werden auch einige experimentelle Ergebnisse angegeben.

DK 621.313.323—621.382.3

SYNCHRONMOTOR
STATISCHE ERREGUNG
AUTOMATISCHE REGELUNG

Micu, E., Palaghiță, N. : **System zur statischen Erregung mit automatischer Regelung des Leistungsfaktors bei Synchronmotoren.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 284

Es wird ein System zur statischen Erregung, das bei 300 kW — Antriebssynchronmotoren von Verdichtern, bei denen der Erregerstrom zur Konstanthaltung des Leistungsfaktors automatisch geregelt wird, eingebaut ist, vorgestellt.

DK 621.313.2

KOMMUTIERUNG
KONTAKTWIDERSTAND

Galan, N. și Avram, T. : **Kommutierungsaspekte der Gleichstrommaschine.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981. S. 288

Es werden Kommutierungsaspekte die durch den Geitkontakt Bürste — Kollektor bestimmt sind, untersucht, und es wird eine neue Annäherungsweise der Widerstände zwischen Bürste und Lamellen vorgestellt. Es wird festgestellt, dass auch bei einer idealen Kompensation der Maschinenschaltzeit, die im Schaltabschnitt induziert wurde, die Kommutierung liniar, beschleunigt oder verspätet sein kann in Abhängigkeit von der Art, in der sich die Widerstände zwischen Bürste und Lamellen verändern.

DK 621.542.027

HOCHSPANNUNGSVERTEILUNG
HOCHSPANNUMGSSCHALTER
SYSTEMTHEORIE

Tușaliu, P. u.a. : **Über die Hochspannungsverteilung auf Löschkammern der Hochspannungsschalter, wobei die Systemtheorie, Laborversuche und die physikalische Gestaltung verwendet werden.**

E.E.A —Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 292

Die Arbeit behandelt Nichtlinearitätsaspekte der Hochspannungsverteilung auf die Löschkammern der Hochspannungsschalter bei dynamischem Betrieb, wobei die Systemtheorie-Berechnung, Laborversuche und die physikalische Gestaltung verwendet werden.

DK 621.361.5 : 621.— 23

ANTRIEB
SCHALTER

Chelaru, R., Băloșoiu, T. : **Kinematische und energetische Berechnung für einen Hochspannungsschalter mit einem Antriebsmechanismus Typ. „Malteserkreuz".**

E.E.A —Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 300

Es wird eine originelle Lösung für einen Hochspannungsschalter mit einem Antriebsmechanismus Typ „Malteserkreuz" neben der kinematischen Berechnung des Mechanismus beim Öffnen und der energetischen Berechnung mit dem Modell „verringerte Masse" für den Schliessvorgang des Schalters geschildert.

DK 621.317.538.632

HALBLEITERPLATTEN
MAGNETFELD

Vetreș, I. : **Eine neue Methode zur Bestimmung des spezifischen Widerstandes der Halbleiterplatten beliebiger Form im Magnetfeld.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, Nr. 7, Oct 1981, S. 305

In der Arbeit wird die Gültigbeit der Van der Pauw — Beziehung zur Bestimmung des spezifischen Widerstandes der Platten beliebiger Form auch in einem magnetischen Querfeld bewiesen. Es wird auch ein Algorithmus zur digitalen Berechnung des spezifischen Widerstandes vorgestellt.

CONTENTS

DC 681. 3

RELIABILITY
FAULT DIAGNOSIS

Lăzăroiu, D. F. : **Calculation of economic efficiency of reliability tests.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, no. 7, Oct 1981, p. 267

The paper presents a methodology of calculation for the recuperation time used as an indicator of the recuperation of the investment required by the results of the reliability tests, which impose the improvement of the construction so that the product should show better indicators of reliability and maintainability.

DC 621. 365.5

ELECTROTECHNICAL MATERIALS
ENAMELED WIRES
TEST METHODS

Deak, Fr. : **A new and efficient method for the quality control of enameled wires.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, no. 7, Oct 1981 p. 272

There are shown the performances of the new enamelvarish CA 86, then being minutely described a new method of quality control for the enamel film made by this varnish, by determining the variation of the dielectric loss factor in terms of temperature.

DC 621.365.45

INDUCTIVE AGITATOR
OPTIMAL SIZING
EXPERIMENTING

Pop, Fl. : **Mixing by electromagnetic induction of melting baths.**

The III-th part: **Analysis of the theoretical study — of electromagnetic field in the agitator inductive system — melting baths.**

E.E.A.—Electrotehnica 29, no. 7, Oct 1981, p. 277

The paper explains the relations obtained for same values of the electromagnetic field and there are specified elements of calculation that are required by the optimal sizing of the mixing units; there are also given same experimental results.

DC. 621.313.323.–621.382.3

SYNCHRONOUS MOTOR
STATIC EXCITATION
AUTOMATIC CONTROL

Micu, E., Palaghiță, N. : **System of static excitation with automatic control of power factor in synchronous motors.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** no. 7, Oct 1981, p. 284

There is introduced a system of static excitation mounted on 300 kW synchronous motors for driving compressors, where the excitation current is automatically controlled in order to keep constant the power factor of the motor.

DC 621.313.2,

SWITCHING
CONTACT RESISTANCE

Galan, N., Avram, T. : **Aspects of switching a d.c. machine.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** no. 7, Oct 1981, p. 288

There are analyzed the aspects of switching that were determined by slide contact brush — collector and there is presented a new way of approximating the resistances between the brush and the laminations. It is observed that even for an ideal compensation of the e.m.v. induced in the switching part, the switching may be linear, accelerated or retarded, in terms of the way the resistences between the brush and laminations vary with time.

DC 621.546.027

DISTRIBUTION OF HIGH TENSIONS
HIGH TENSION SWITCHES
THEORY OF SYSTEMS

Tușaliu, P., a. o. : **On the distribution of high tensions over are blow-out chambers of high tension switches using the theory of systems, laboratory tests and physical modelling.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 292

The work deals with the aspects of the non-linearity of the distribution of high tensions in a dynamic state over the chambers of h.t. swhitches using the calculation of the theory of systems, laboratory tests and physical modelling.

DC 621.361.5 : 621–23.

DRIVING MECHANISM
SWITCHES

Chelaru, R., Bălășoiu, T. : **Kinematic and energetic calculation for a high tension switch with a Maltese cross-type driving mechanism.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 300

There is presented an original solution for a high tension switch with a Maltese cross — type driving mechanism together with the kinematic calculation of the mechanism at the switching off and the energetic calculation with the „reduced mass" model for the process of switching on the switch.

DC 621.317 : 538.632

SEMICONDUCTING PLATES
MAGNETIC FIELD

Vetreș, I. : **A new method of determining the resistivity of semiconducting plates of any shape in a magnetic field.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981. p. 305

The paper demonstrates the validity of the Van der Pauw's relation for the determination of the resistivity of arbitrary plates in a cross magnetic field. There is presented also an algorithm for the numerical calculation of resistivity.

SOMMAIRE

CD 681.3

FIABILITÉ
DIAGNOSTIC DÉFAUTS

Lăzăroiu, D. F. : **Calcul de l'efficience économique des essais de fiabilité.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 267

L'ouvrage présente une méthodologie pour calculer le temps de récupération utilisé comme indicateur de la récupération de l'investition recquise par les resultats des essais de fiabilité qui imposent l'optimisation de la construction de sorte que le produit présente de meilleurs indicateurs de fiabilité et de maintenabilité.

CD 621.365.5

MATÉRIAUX ÉLECTROTECHNIQUES
CONDUCTEURS ÉMAILLÉS
MÉTHODES D'ESSAI

Deak, Fr. : **Une nouvelle méthode et efficience de contrôle qualitatif des conducteurs émaillés.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981 p. 272

Dans cet article on présente les performance du nouveau laque d'émaillage CA 86, ensuite on y décrit minutieusement une nouvelle méthode pour le contrôle de qualité de la pellicule d'émail réalisée au moyen de ce lague-ci, méthode ayant à la base la détermination de la variation du facteur des pertes diélectriques en fonction de la température.

CD 621.365.5.

MALAXEUR INDUCTIF
DIMENSIONNEMENT OPTIMUM
EXPÉRIMENTATION

Pop, Fl. : **Malaxage par induction électromagétique des bains de métal fondu.**

*III*éme *partie* : **Analyse sur l'étude théorique concernant le champ électromagnétique dans le système malaxeur inductif — bain de métal.**
E.E.A. –**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 277

Dans cet ouvrage on interprète les relations obtenues pour certaines grandeurs du champ électromagnétique et l'on y précise des éléments de calcul nécessaires pour le dimensionnement optimum des installations de malaxage; on y présente également certains résultats expérimentaux.

CD 621.313.323–621.382.3

MOTEUR SYNCHRONE
EXCITATION STATIQUE
RÉGLAGE AUTOMATIQUE

Micu, E., Palaghiță, N. : **Système d'excitation statique à réglage automatique du facteur de puissance des moteurs synchrones.**
E.E.A. –**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 284

On y présente un système d'excitation statique dont sont munis les moteurs synchrones de 300 kW pour entraîner des compresseurs, moteurs caractérisés par le fait que le courant d'excitation est réglé automatiquement pour maintenir constant le facteur de puissance du moteur.

CD 621.313.2

COMMUTATION
RÉSISTANCE DE CONTACT

Galan, N., Avram, T. : **Aspects relatifs à la commutation de la machine de courant continu.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 288

On y analyse les aspects de la commutation déterminée par le contact glissant halai-colleteur et l'on y présente une nouvelle voie d'approximation des résistances entre le balai et les lamelles. On y constate, que, pour une compensation ideale du temps de commutation de la machine induite dans la partie qui commute, la commutation peut être linéaire accélérée ou retardée, en fonction de la voie de variation en temps des résistences entre le balai et les lamelles.

CD 621.452.027

DISTRIBUTION DES HAUTES TENSIONS
INTERRUPTEURS DE HAUTE TENSION
THÉORIE DES SYSTÈMES

Tușaliu, P. et d'a. : **Sur la distribution des hautes tensions aux chambres d'extinction des interrupteurs de haute tension utilisant la théorie des systèmes, les essais de laboratoire et la modélisation physique.**
E.E.A.–**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 292

L'ouvrage présente les aspects de la non-linéarité de la distribution des hautes tensions en régime dynamique aux chambres d'extinction des interrupteurs de haute tension, utilisant le calcul de la théorie des systèmes, les essais de laboratoire et la modélisation physique.

CD 621.361.5 ; 621–23 MÉCANISME D'ENTRAÎNEMENT
INTERRUPTEURS

Chelaru, R., Bălășoiu, T. : **Calcul cinématique et énergétique pour un interrupteur de haute tension muni d'un mécanism d'entraînement type „Crox de Malta".**
E.E.A. –**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 300

On y présente une solution originale d'interrupteur de haute tension pourvu d'un mécanisme d'entraînement type „Croix de Malta" ainsi que le calcul cinématique de mécanisme lors de l'ouverture de l'interrupteur et le calcul énergétique au moyen du modèle „masse réduite" pour le processus de fermeture de l'interrupteur.

CD 621.317 : 538.632 PLAQUES SEMI-CONDUCTRICES
CHAMP MAGNÉTIQUE

Vetreș, I. : **Une nouvelle méthode pour déterminer la résistivité des plaques semi-conductrices d'une forme quelconque en champ magnétique.**
E.E.A. –**Electrotehnica 29,** nr. 7, Oct 1981, p. 305

Dans cet ouvrage on démontre la valabilité de la relation de Van der Pauw pour déterminer la résistivité des plaques arbitraires en champ magnétique transversal. On y présente un algorithme pour le calcul numérique de la résistivité.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 7

CZ 681.3

FIABILITATE
DIAGNOSTICARE DEFECTE

Calculul eficienţei economice a încercărilor de fiabilitate

D. FELICIAN LĂZĂROIU*, IOAN POPA** — BUCUREŞTI

În prezent, cînd a crescut complexitatea multor produse, cum sînt, de exemplu, sistemele de calcul elctronice, se impun cerinţe tot mai ridicate de calitate şi fiabilitate. În acelaşi timp însă, creşterea calităţii produselor necesită cheltuieli de producţie suplimentare. Aceste cheltuieli, făcute în scopurile menţionate, se justifică prin reducerea cheltuielilor de exploatare, îndeosebi a celor de mentenanţă (întreţinere şi reparaţii), cu caracter preventiv sau accidental [1]. De aceea, trebuie luat în consideraţie costul deţinerii (posesiei) produsului, în care se includ atît costul de investiţie, cît şi cel de exploatare.

În vederea determinării şi îmbunătăţirii fiabilităţii produselor, se realizează încercări, care au ca scop diagnosticarea defectelor, determinarea indicatorilor de fiabilitate şi obţinerea unor soluţii de îmbunătăţire a fiabilităţii (fig. 1). Încercările de fiabilitate necesită investiţii (costuri) suplimentare din partea furnizorului şi a utilizatorului [3].

În această lucrare se prezintă o metodologie de calcul a timpului de recuperare folosit ca indicator al recuperării investiţiei cerute de rezultatele încercărilor de fiabilitate, care impun îmbunătăţirea construcţiei, astfel încît produsul să prezinte indicatori mai buni de fiabilitate şi mentenabilitate.

Concepţiile respective au fost folosite de autori în producţia de calculatoare.

În elaborarea metodologiei de calcul s-au luat în consideraţie următoarele ipoteze:

a — soluţiile tehnice adoptate iniţial nu au fost elaborate pe bază de încercări de fiabilitate a produsului;

b — încercările de fiabilitate se fac pe seria zero, sau în primul an al fabricaţiei de serie;

c — consecinţele acestor încercări implică modificarea soluţiilor tehnice iniţiale, cu un anumit volum de cheltuieli necesitate de aceste modificări şi anume:

1 — pentru echipament ele constau în:
— fiabilitate mai ridicată;

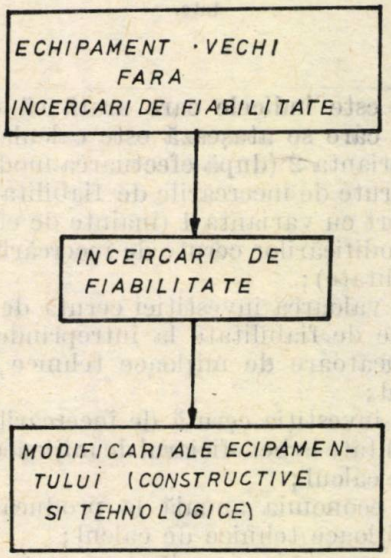


Fig. 1. Scopul încercărilor de fiabilitate.

— mentenabilitate şi, deci, disponibilitate mai bună;

2 — pentru producător constau în;
— costuri mai ridicate;
— beneficii mai mari;

3 — pentru beneficiar constau în:
— investiţii iniţiale mai mari;
— costuri de mentenanţă mai mici;
— număr de ore de utilizare mai mare;
— cost de posesie al produsului mai mic, după cum se poate observa în figura 2.

* Institutul politehnic, Facultatea automatică-Bucureşti.
** Institutul de cercetări pentru tehnica de calcul-Bucureşti.

Relaţia de calcul a timpului de recuperare, la nivelul economiei naţionale (producător şi beneficiar) [2] este:

$$t_{ri} = (I_{p2} + I_{b2/1})/(E_{p2/1} + E_{b2/1}), \qquad (1)$$

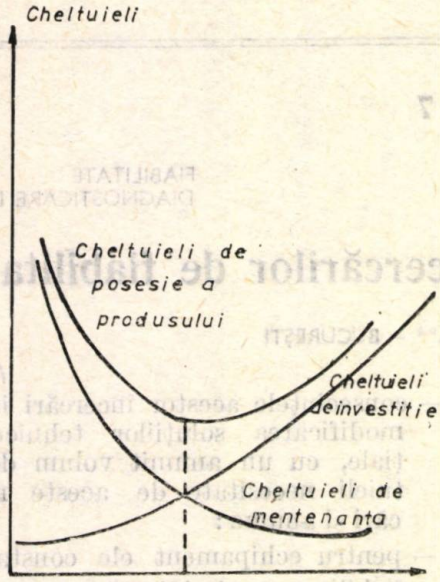


Fig. 2. Costurile fiabilităţii în funcţie de nivelul de fiabilitate.

unde:

2/1 — **este indicele care** arată că termenul **la care se ataşează** este calculat pentru varianta 2 **(după efectu**area modificărilor cerute de încercările de fiabilitate) în raport cu varianta 1 (înainte de efectuarea modificărilor cerute de încercările de fiabilitate);

I_{p2} — valoarea investiţiei cerută de încercările de fiabilitate la întreprinderea producătoare de mijloace tehnice de calcul;

$I_{b2/1}$ — investiţia cerută de încercările de fiabilitate la beneficiarul de mijloace tehnice de calcul;

$E_{p2/1}$ — economia anuală la producătorul de mijloace tehnice de calcul;

$E_{b2/1}$ — economia anuală la beneficiarul de mijloace tehnice de calcul.

Recuperarea investiţiei, pe baza relaţiei (1), se produce cînd:

$$I_{p2} + I_{b2/1} = E_{p2/1} \cdot t_{ri} + E_{b2/1} \cdot t_{ri}. \qquad (2)$$

Rezultă că valoarea t_{ri}, care face nulă diferenţa:

$$D_i(t) = I_{p2} + I_{b2/1} - (E_{p2/1} t_{ri} + E_{b2/1} t_{ri}), \qquad (3)$$

denumită *funcţia recuperării*, corespunde numărului de ani în decursul cărora se produce recuperarea investiţiilor.

În lucrare se prezintă modul de calcul al timpului de recuperare a investiţiei necesare realizării încercărilor şi a modificărilor rezultate din încercările de fiabilitate pentru:

A — modelul creşterii aritmetice a seriei de fabricaţie;

B — modelul creşterii geometrice a seriei de fabricaţie.

A. *Modelul creşterii aritmetice a seriei de fabricaţie*

Acest model este prezentat în figura 3, unde:

N_{it} este producţia în anul t;

N_{io} — producţia iniţială.

Atunci:

$$N_{it} = N_{io} + \Delta N \cdot t = N_{io} + k.t.\mathrm{tg}\,\alpha, \qquad (4)$$

unde:

$\Delta N = k \cdot \mathrm{tg}\,\alpha$ este sporul anual de producţie. (4 a)

α = panta histogramei.

a. *Investiţia la producător* I_{p2} rezultă prin însumarea cheltuielilor necesitate de costul încercărilor şi de modificările ce trebuie efectuate după realizarea încercărilor de fiabilitate:

$$I_{p2} = I_c + I_d + I_{SDV}, \qquad (5)$$

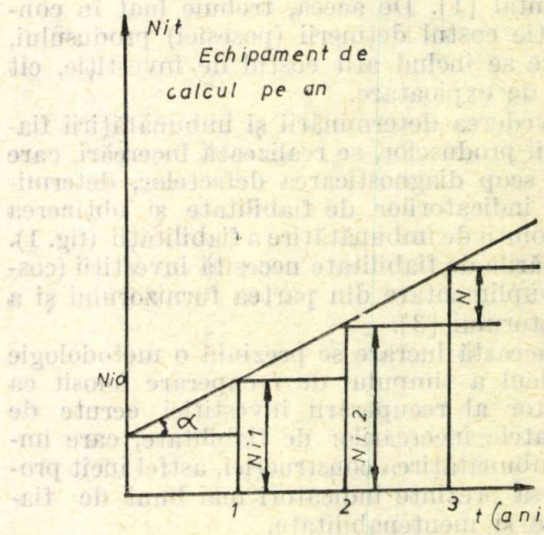


Fig. 3. Cazul creşterii aritmetice a producţiei.

unde:

I_c — reprezintă costul propriu-zis al încercărilor de fiabilitate;

I_d — costul elaborării documentaţiei tehnice în vederea realizării modificărilor cerute de încercările de fiabilitate;

I_{SDV} — costul echipamentelor tehnologice (scule, dispozitive verificatoare), instalaţiilor şi aparatelor de măsură suplimentare necesare.

b. *Investigația la beneficiar* $I_{b2/1}$ este funcție de diferența (creșterea) prețurilor de livrare nou p_{v2} și respectiv vechi p_{v1} ale echipamentului de calcul, precum și de coeficientul corelării timpilor de funcționare a echipamentului de calcul noi și vechi $k_{2/1}$. Această investiție va fi variabilă în timp deoarece depinde de seria de fabricație din anul t a echipamentului de calcul în varianta modificată N_{it} fiind proporțională cu parcul de echipamente de calcul ce urmează a fi achiziționat de beneficiar pe intervalul timpului de recuperare:

$$I_{b2/1} = S_i(p_{v2} - p_{v1} \cdot k_{2/1}). \tag{6}$$

Parcul de echipamente de calcul, achiziționat de beneficiar pe intervalul timpului de recuperare, rezultă:

$$S_i = \int_0^{t_r} N_{it}\mathrm{d}t = N_{i0} \cdot t_r + \frac{t_r^2}{2} \Delta N \tag{7}$$

și deci:

$$I_{b2/1} = (N_{i0} \cdot t_r + \frac{t_r^2}{2} \Delta N)\ (p_{v2} - p_{v1} \cdot k_{2/1}). \tag{8}$$

c. *Economia la producător* $E_{p2/1}$ este dată de beneficiile suplimentare ce pot fi obținute fabricînd echipamentul de calcul în varianta modificată față de vechea variantă. Beneficiile apar ca diferență între prețul de livrare și prețul de cost:

$$E_{pit} = N_{i0} + t \cdot \Delta N[p_{v2} - p_{c2} - (p_{v1} - p_{c1}) \cdot k_{2/1}], \tag{9}$$

unde:

$p_{c2} = p_{cit}$ reprezintă prețul de cost al echipamentului de calcul în varianta modificată în anul t (acesta variază cu t datorită efectului de serie);

p_{c1} = prețul de cost al echipamentului de calcul în vechea variantă (înainte de aplicarea soluțiilor rezultate din încercările de fiabilitate).

Prețul de cost p_{cit} se exprimă ținînd cont că în anul t cheltuielile totale cu fabricația noului echipament vor fi:

$$Y_{it} = K_i + N_{it} \cdot p_i, \tag{10}$$

unde:

K_i = partea de cheltuieli relativ constante pe an;

p_i = cheltuieli pe unitate, variabile cu volumul producției.

Valoarea p_i este variabilă nu numai pentru că amplificată cu N_{it} dă un produs crescător cu volumul producției, ci și din cauza acelei laturi a efectului de serie, care reduce prețul de cost ca urmare a îmbunătățirilor tehnologice și organizatorice.

Se va scrie:

$$p_i = \frac{k_1}{1 + t} + k_2, \tag{11}$$

unde:

k_1 este partea reductibilă a valorii p_i;

k_2 — partea ireductibilă;

rezultă că:

$$p_{cit} = \frac{Y_{it}}{N_{it}} = \frac{K_i}{N_{i0} + t \cdot \Delta N} + \frac{k_1}{1 + t} + k_2, \tag{12}$$

$$E_{pit} = (N_{i0} + t \cdot \Delta N)\ [p_{v2} - \frac{K_i}{N_{i0} + t.\Delta N} - \frac{k_1}{1 + t} - k_2 - (p_{v1} - p_{c1}) \cdot k_{2/1}]. \tag{13}$$

Economia la producător pe intervalul timpului de recuperare este:

$$(E_{p2/1})_{t_r} = \int_0^{t_r} E_{pit}\,\mathrm{d}t = [p_{v2} - k_2 - (p_{v1} - p_{c1}) \cdot k_{2/1}] \left(N_{i0} \cdot t_r + \frac{t_r^2}{2} \Delta N\right) - K_i \cdot t_r - k_1(N_{i0} - \Delta N)\, ln\,(1 + t_r) - k_1 \cdot t_r \cdot \Delta N. \tag{14}$$

d. *Economia la beneficiar* $E_{b2/1}$, în cazul folosirii echipamentului de calcul în varianta modificată față de varianta nemodificată, este direct proporțională: cu economia $e_{2/1}$, pe care o poate da anual echipamentul de calcul avînd executate modificările cerute de încercările de fiabilitate; cu numărul de echipamente de calcul modificate intrate în exploatare; și cu timpul de folosință.

Deoarece beneficiarul achiziționează echipamentele de calcul noi, treptat, pe măsură ce acestea sînt fabricate, iar numărul lor crește în progresie aritmetică de la un an la altul, rezultă că și economia la beneficiar este variabilă cu timpul.

Pentru calcul, se pornește de la „cuantumul infinitezimal" de echipamente de calcul noi cu care se aprovizionează beneficiarul:

$$\mathrm{d}S_i = (N_{i0} + \mathrm{t}\,\Delta N)\,\mathrm{d}t. \tag{15}$$

Economia corespunzătoare va fi:

$$d(E_{b2/1})_{t_r} = e_{2/1}\,(t_r - t)\,\mathrm{d}S_i. \tag{16}$$

Integrînd în limitele $0 \div tr$:

$$(E_{b2/1})_{t_r} = e_{2/1} \int_0^{t_r} (N_{i0} + t \cdot \Delta N)\,(t_r - t)\,\mathrm{d}t = = e_{2/1} \left(N_{i0} \frac{t_r^2}{2} + \frac{t_r^3}{6} \Delta N\right). \tag{17}$$

Economia anuală realizată de beneficiar va fi suma obţinută ca urmare a micşorării duratei de imobilizare pentru reparaţii a echipamentului de calcul nou, în comparaţie cu utilizarea echipamentului vechi şi economia realizată datorită reducerii numărului de defecte:

$$e_{2/1} = (e_{2/1})_1 + (e_{2/1})_2, \tag{18}$$

unde:

$(e_{2/1})_1$ este economia realizată de beneficiar datorită staţionării echipamentului nou pe o durată de timp mai mică decît în cazul vechiului echipament;

$(e_{2/1})_2$ — economia realizată de beneficiar datorită numărului mai redus de defecte.

Pe de altă parte:

$$(e_{2/1})_1 = c_{n1} - c_{n2}, \tag{19}$$

unde s-a notat:

c_{ni} — cheltuielile datorită nefuncţionării echipamentului de calcul înainte derealizarea încercărilor de fiabilitate ($i = 1$) şi după ce echipamentului de calcul i s-au aplicat modificările cerute de încercările de fiabilitate ($i = 2$);

$$c_{ni} = n_{si}(s_0 + c_{ai}), \tag{20}$$

unde:

n_{si} = numărul de ore de staţionare a unui echipament de calcul;

s_0 = retribuţia tarifară medie orară a unui operator a echipamentului de calcul;

c_{ai} = cheltuielile orare pentru amortizarea unui echipament de calcul, egale cu:

$$c_{ai} = \frac{p_{vi}}{n_a \cdot n_0}, \tag{21}$$

unde:

p_{vi} = preţul mediu de vînzare al unui echipament de calcul, înainte de executarea modificărilor cerute de încercările de fiabilitate ($i = 1$) şi după efectuarea acestor modificări ($i = 2$);

n_a — numărul de ani în care un echipament de calcul trebuie să se amortizeze;

n_0 = numărul mediu de ore de funcţionare într-un an a unui echipament de calcul;

$$(e_{2/1})_2 = c_{m1} - c_{m2}, \tag{22}$$

unde:

c_{mi} = costul acţiunilor de mentenanţă (piese, manoperă etc.) efectuate în timpul unui an, pe echipamentul vechi ($i = 1$) şi după realizarea modificărilor cerute de încercările de fiabilitate ($i = 2$).

Funcţia recuperării ia forma unei ecuaţii transcendente de gradul 3, în t_r:

$$D_i(t) = (t_r^3 e_{2/1}\Delta N)\frac{1}{6} + \frac{1}{2}t_r^2[e_{2/1}N_{t0} + (p_{c1}k_{2/1} - k_2)\Delta N] + t_r[(p_{c1}k_{2/1} - k_2)N_{t0} - K_i - k_1 \cdot \Delta N)] - k_1(N_{t0} - \Delta N)\ln(1 + t_r) - I_{p2} = 0. \tag{23}$$

Dacă seria de fabricaţie este exprimată în funcţie de unghiul α, atunci funcţia recuperării prezintă aceeaşi formă, substituind ΔN cu relaţia (4 a).

B. *Modelul creşterii geometrice a seriei de fabricaţie*

Acest model este prezentat în figura 4, unde N_{it} reprezintă producţia în anul t.

Atunci, volumul de producţie este:

$$N_{it} = N_{i1} \cdot \beta^t, \tag{24}$$

unde:

N_{i1} este cantitatea de echipamente de calcul programată pentru primul an de fabricaţie, după introducerea modificărilor impuse în urma încercărilor de fiabilitate;

β — raţia progresiei geometrice.

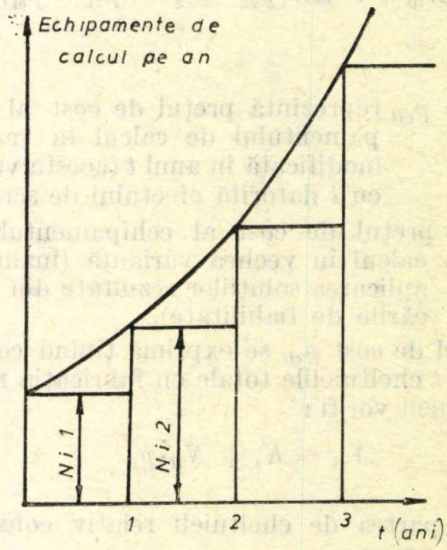


Fig. 4. Cazul creşterii geometrice a producţiei.

Cantitatea de echipamente de calcul noi (varianta modificată), care urmează a se fabrica în anii perioadei de recuperare, va fi:

$$S_i = \int_0^{t_r} \beta^t \cdot N_{i1}\,dt = \frac{N_{i1}}{\ln\beta}\beta^{t_r}. \tag{25}$$

Expresia preţului de cost al noilor echipamente de calcul, în care se ţine seama de efectul de serie, cînd seria de fabricaţie creşte geometric, este :

$$p_{cit} = \frac{K_i}{N_{i1} \cdot \beta^t} + \frac{k_1}{a^t} + k_2, \qquad (26)$$

unde :

a — reprezintă o constantă caracteristică familiei de echipamente a cărei fiabilitate se determină.

a. *Investiţia la producător* I_{p2} are acelaşi mod de determinare ca şi în cazul creşterii aritmetice.

b. *Investiţia la beneficiar* $I_{b2/1}$ pe intervalul timpului de recuperare va fi :

$$I_{b2/1} = \frac{N_{i1}}{ln\,\beta} \beta^{t_r} \cdot (p_{v2} - p_{v1} \cdot k_{2/1}). \qquad (27)$$

c. *Economia la producător* pe intervalul timpului de recuperare $(E_{p2/1})_{t_r}$ se determină scriind mai întîi ecuaţia diferenţială :

$$d(E_{p2/1})_{t_r} = N_{i1} \cdot \beta^t \left(p_{v2} - \frac{K_i}{N_{i1}} - \right.$$

$$\left. - \frac{k_1}{a^t} - k_2 - (p_{v1} - p_{c1})\, k_{2/1} \right) dt, \qquad (28)$$

care prin integrare în limitele $o \div t_r$ permite să se obţină :

$$(E_{p2/1})_{t_r} = p_{v2} \frac{N_{i1} \cdot \beta^{t_r}}{ln\,\beta} - K_i t_r - \frac{k_1 N_{i1}}{\ln \frac{\beta}{a}} \left(\frac{\beta}{a} \right)^{t_r} -$$

$$- \frac{k_2 N_{i1}}{\ln \beta} \beta^t - \frac{N_{i1}(p_{v1} - p_{c1})}{\ln \beta} k_{2/1} \cdot \beta^{t_r} =$$

$$= \frac{N_{i1}}{\ln \beta} [p_{v2} - k_2 - (p_{v1} - p_{c1})\, k_{2/1}]\, \beta^{t_r} - K_i t_r -$$

$$- \frac{k_1 N_{i1}}{\ln \frac{\beta}{a}} \left(\frac{\beta}{a} \right)^{t_r}. \qquad (29)$$

d. *Economia la beneficiar* pe intervalul timpului de recuperare $(E_{b2/1})_{t_r}$ se obţine folosind diferenţiala :

$$d(E_{b2/1})_{t_r} = e_{2/1} \cdot \beta^t \cdot N_i\, (t_r - t)\, dt. \qquad (30)$$

Prin integrare în limitele $0 \div t_r$ se obţine :

$$(E_{b2/1})_{t_r} = e_{2/1} N_{i1} \frac{\beta^{t_r}}{\ln^2 \beta}. \qquad (31)$$

Dezvoltînd în serie şi reţinînd numai primii termeni, se obţine :

$$\beta^{t_r} = 1 + t_r \ln \beta + \frac{t_r^2}{2} \ln^2 \beta, \qquad (32)$$

$$\left(\frac{\beta}{a} \right)^{t_r} = 1 + t_r \ln \frac{\beta}{a} + \frac{t_r^2}{2} \ln^2 \frac{\beta}{a}. \qquad (32, a)$$

Funcţia generală a recuperării devine :

$$D_i(t) = t_r^2 [(p_{c1} \cdot k_{2/1} - k_2 - k_1) \ln \beta + k_1 \ln a +$$

$$+ e_{2/1}] + 2t_r \left[(p_{c1} \cdot k_{2/1} - (k_2 - k_1) - \frac{K_i}{N_{i1}} \right] - \frac{2I_{p2}}{N_{i1}} = 0. \qquad (33)$$

Ştiind că $p_i = \frac{k_1}{a^t} + k_2$ reprezintă cheltuielile variabile din preţul de cost al produsului, înseamnă că, pentru $t = 0$, rezultă $p_i = k_1 + k_2$.

Deci :

$$D_i(t) = t_r^2 [(p_{c1} k_{2/1} - p_2) \ln \beta + k_1 \ln a + e_{2/1}] +$$

$$+ 2t_r \left(p_{c1} k_{2/1} - p_2 - \frac{K_i}{N_{i1}} \right) - \frac{2I_{p2}}{N_{i1}} = 0. \qquad (33a)$$

În ambele variante prezentate, pentru ca investiţia să fie rentabilă, trebuie ca timpul de recuperare t_r, obţinut prin rezolvarea ecuaţiei respective, să fie mai mic decît timpul de recuperare normat (de obicei o treime din timpul de amortizare al echipamentului de calcul).

Eficienţa economică a investiţiei este :

$$\varepsilon = \frac{1}{t_r}. \qquad (34)$$

În realitate, cazurile concrete prezintă creşteri oarecare ale producţiei. În perioada iniţială, sau în cazuri speciale de boom economic, se poate întîlni cazul creşterii geometrice a producţiei. În perioade normale de dezvoltare, este frecvent cazul creşterii aritmetice a producţiei, calculele fiind adaptate în mod corespunzător. Dacă aceste creşteri sînt absolut oarecare, se pot lua valori medii, care pe intervale de cîţiva ani pot coincide cu un tip sau altul de creştere.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F., Arie, C.* — Fiabilitatea-interpretare, sens şi orientare. În : AMC vol. **26**, p. 9—34, Bucureşti, Editura tehnică, 1978.

[2] *Stăncioiu, I.* Asimilări de utilaje noi. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.

[3] *Baron, T.* Calitatea şi fiabilitatea produselor. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1976.

CZ 621.315.337.4

MATERIALE ELECTROTEHNICE
CONDUCTOARE EMAILATE
METODE DE ÎNCERCARE

O metodă nouă și eficientă de control calitativ a conductoarelor emailate

FRANCISC DEAK * — ZALĂU

Introducere

Echipamentele electrotehnice au, în marea lor majoritate, înfășurările executate din conductoare emailate, adică, dintr-un ansamblu format din conductor metalic și peliculă electroizolantă de email. Conductoarele emailate reprezintă baza schemelor de izolație în construcția de mașini și aparate electrice, din acest motiv calitatea lor are o deosebită importanță tehnică și economică.

Era modernă a conductoarelor emailate începe în 1939, cînd firma GENERAL ELECTRIC a lansat în S.U.A. fabricația conductoarelor emailate de tip FORMEX (cu lac pe bază de rășini sintetice tip polivinilacetal). Începînd cu deceniul al 6-lea se dezvoltă fabricația de rășini sintetice și de lacuri de emailare, obținîndu-se o gamă largă de conductoare emailate [1,2]. Diversificarea tipurilor de conductoare emailate este o consecință firească a dezvoltării industriei electrotehnice și electronice, care impune noi și noi performanțe conductoarelor emailate.

Caracteristicile tehnice ale conductoarelor sînt determinate de conductor, de pelicula de email și de tehnologiile de fabricație folosite în emailarea conductoarelor.

Pentru determinarea caracteristicilor tehnice ale conductoarelor emailate au fost elaborate o mulțime de metode și aparate, existînd și azi tendința de a le diversifica, [1, 2, 3, 4, 6, 9, 12, 13].

În această lucrare se prezintă o metodă nouă și extrem de eficientă de caracterizare a peliculei de email prin măsurarea tangentei unghiului de pierderi dielectrice la temperaturi ridicate.

1. Determinarea performanțelor lacului de emailare poliesterimidamid — THEIC tip CA 86 I.C.M.E. — București

Pentru stabilirea experimentală a performanțelor lacului de emailare poliesterimidamidic modificat cu Theic tip CA 86 pîslă, s-au emailat conductoare cu grad doi de izolare, de Ø 0,4 mm, în condiții termodinamice diferite. Practic, emailarea s-a făcut pe o instalație tip PGZ 10/30M, cu regim termic și de aplicare a lacului prestabilit (temperatura creuzetului zona I 380°C; zona II 480°C; 10 aplicări de lac preîncălzit la 30 — 40°C), dar cu viteze variabile (în gama 14—31 m/min). În condițiile stabilității regimului termic conductoarele emailate cu viteze diferite au pelicula de email policondensată în grad diferit. La viteze mai mari decît cea optimă, rezultă un grad de uscare fizico-chimică redusă, motiv pentru care pelicula „crudă" prezintă o scădere a performanțelor în ansamblu. În cazul vitezelor mai mici decît cea optimă, apar procese de degradare termică a polimerului, urmată de scăderea performanțelor în ansamblu.

Rezultă deci, că există o plajă de viteze, care asigură un optim al tuturor caracteristicilor, optim ce se stabilește prin compromis, în urma corelării variației tuturor caracteristicilor peliculei de email. Încercarea caracteristicilor peliculei de email s-a făcut conform metodelor cunoscute, indicate de STAS 5924/78 și NTR 1995E—81, rezultatele fiind redate grafic în figura 1. În plus, sînt redate și variația temperaturii limită și a tangentei unghiului de pierderi dielectrice măsurate la 180°C, conform metodelor stabilite de autor.

Din analiza și corelarea tuturor datelor redate în figura 1, rezultă următoarele concluzii:

— Viteza optimă de emailare este de 17 m/min, iar plaja optimă a vitezelor de emailare se limitează la 17—19 m/min (cca 10% din viteza optimă).

— Se remarcă corelarea perfectă ce există la viteza optimă între tangenta unghiului de pierderi dielectrice măsurată la 180°C (are o valoare minimă) și caracteristicile: tensiune de străpungere, elasticitatea peliculei, rezistența la abraziune, duritatea peliculei la livrare, rezistența la solvent standard, care au valori maxime.

— La viteza optimă se înregistrează tensiunea de străpungere maximă, dar și cea mai mică dispersie între valorile minim — maxim.

— Pentru fabricația conductoarelor emailate tip Cu — ETB — 2 — 180, conform NTR 1995 E — 81, cu asigurarea rezistenței maxime la agenți chimici, se recomandă plaja vitezelor cuprinse între 16 — 19 m/min (cca. — 5% și + 10 % din viteza optimă).

— Pentru fabricația conductoarelor emailate tip Cu—ET—2—180, conform STAS 11144/3—78, se recomandă plaja vitezelor cuprinse între 16—22 m/min (cca — 5% și +30% din viteza optimă).

— Pentru reglarea procesului de emailare cu scopul de a obține o calitate optimă, nu pot fi

* Intrepr. de conductori electrici emailați — Zalău.

utilizate nivelele performanţelor caracteristicilor stipulate în STAS 11144/3 — 78 sau în NTR 1995E — 81, acestea fiind mult inferioare performanţelor intrinseci ale lacului CA 86 [5, 6].

— Prin măsurarea tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 180°C şi prin menţinerea

2. Descrierea metodei de măsurare a tangentei unghiului de pierderi dielectrice

Tangenta unghiului de pierderi dielectrice depinde de natura şi starea peliculei de email policondensat, care în cazul lacului poliesterimidamidic modificat cu Theic tip CA 86 este

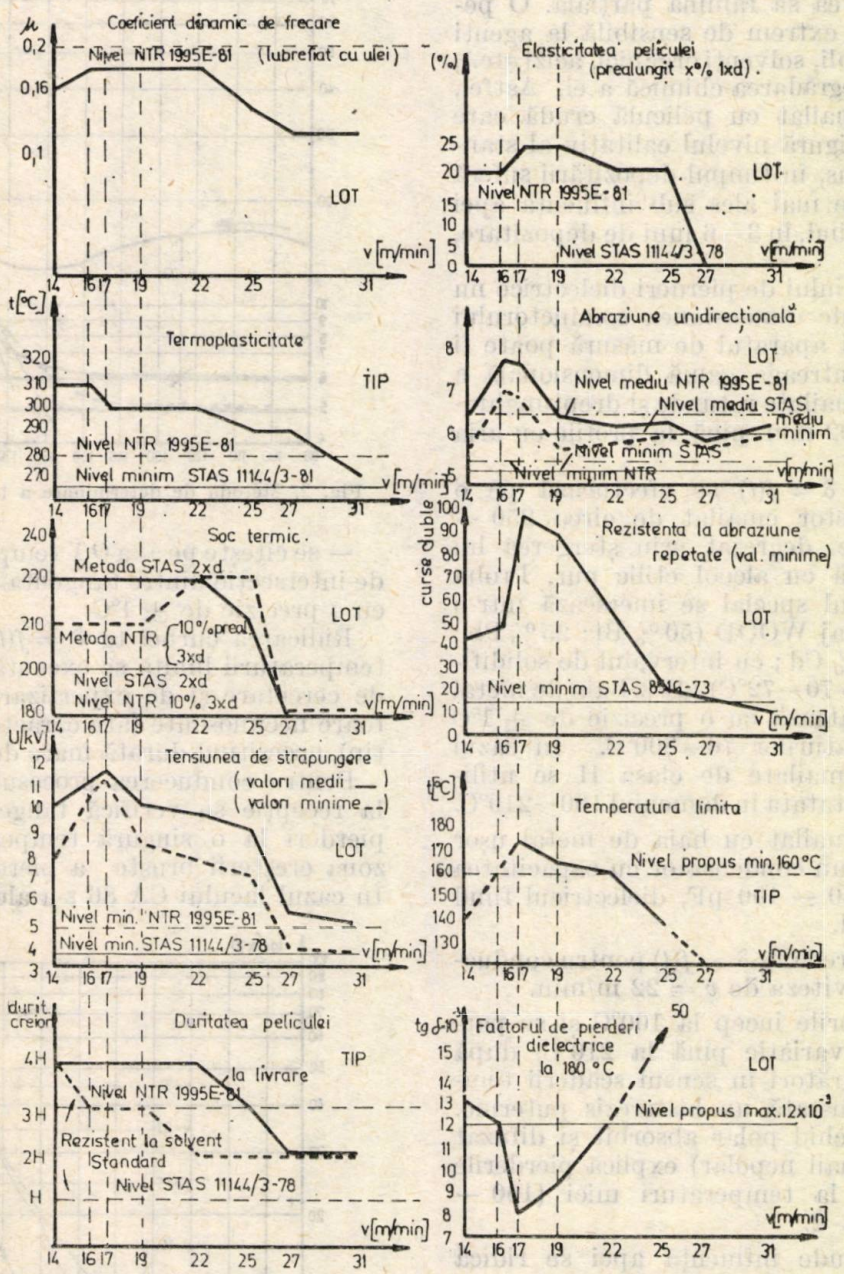


Fig. 1. Performanţele lacului de emailare poliesterimidamid modificat Theic tip CA 86 I.C.M.E. — Bucureşti.

valorilor măsurate sub limita impusă se poate conduce procesul de emailare sigur şi eficient în limitele optime propuse. Determinarea celorlalte caracteristici devine inutilă, ele rezultînd ca o consecinţă firească a gradului maxim de policondensare a răşinii.

un polimer nepolar. La un polimer energia de coeziune creşte cu creşterea mărimii moleculei, întrucît ea rezultă din suma forţelor intermoleculare. Micşorarea coeziunii intermoleculare se poate face prin încălzire. Iată de ce, cunoaşterea variaţiei tangentei unghiului de

pierderi dielectrice în funcţie de temperatură permite estimarea comportării polimerului la temperaturi ridicate şi este foarte utilă în conducerea procesului de emailare, pentru a obţine un grad maxim de polimerizare [7, 8].

Printr-un tratament termic excesiv are loc degradarea termică a polimerului format, prin scindarea lanţului. Un tratament termic insuficient, face ca reticularea să rămînă parţială. O peliculă crudă este extrem de sensibilă la agenţi chimici (apă, alcooli, solvenţi organici, acizi etc.), care provoacă degradarea chimică a ei. Astfel, un conductor emailat cu peliculă crudă care încă la livrare asigură nivelul calitativ al standardului de produs, în timpul depozitării suferă degradări chimice mai ales sub influenţa apei (hidroliză), devenind, în 3—6 luni de depozitare, un rebut.

Tangenta unghiului de pierderi dielectrice nu depinde practic de dimensiunea conductorului emailat, astfel că aparatul de măsură poate fi utilizat pentru întreaga gamă dimensională a conductoarelor emailate rotunde şi dreptunghiulare (de la Ø 0,02 mm pînă la profile cu aria de 80 mm²).

Măsurarea tg $\delta = f(t)$ se efectuează pe o probă de conductor emailat de circa 250 — 300 mm lungime, degresat prin ştergerea lui cu vată îmbibată cu alcool etilic pur. Proba fixată pe suportul special se imersează într-o baie topită de aliaj WOOD (50 % Bi; 25 % Pb; 12,5 % Sn; 12,5 % Cd; cu intervalul de solidificare cuprins între 70—72°C) [10]. Baia de metal topit se termostatează cu o precizie de ± 1°C în gama temperaturilor 70—300°C. În cazul conductoarelor emailate de clasa H se utilizează baia termostatată în domeniul 100—210°C.

Conductorul emailat cu baia de metal uşor fuzibil formează un condensator cu capacitatea cuprinsă între 50 — 100 pF, dielectricul fiind pelicula de email.

În figura 2 se redă tg $\delta = f(t)$ pentru conductorul emailat cu viteza de $v = 22$ m/min.

Dacă măsurătorile încep la 100°C şi se parcurge curba de variaţie pînă la 210°C, după care se fac măsurători în sensul scăderii temperaturii, se constată un histerezis puternic. Prezenţa apei (lichid polar absorbit şi difuzat în pelicula de email nepolar) explică pierderile dielectrice mari la temperaturi mici (100 — — 150°C), figura 2.

Pentru a exclude influenţa apei se ridică curba tg $\delta = f(t)$ prin parcurgerea inversă a ei: măsurătorile încep la 210°C şi se termină la 100°C (figura 2 curba cu linii întrerupte). La o temperatură dată măsurătoarea se face după 0,5 — 2 minute (timp necesar obţinerii echilibrului termic între probă şi baie).

Temperatura limită se defineşte astfel:

— se reprezintă curba de variaţie tg $\delta = f(t)$ într-o reţea semilogaritmică (pe abscisă scară liniară pentru temperaturi, pe ordonată scară logaritmică pentru tg $\delta \cdot 10^{-3}$);

— se trasează tangenta paralelă cu axa OX la curba tg $\delta = f(t)$;

— se trasează secanta care trece prin punctele de $8 \cdot 10^{-3}$ şi $20 \cdot 10^{-3}$ de pe curba tg $\delta = f(t)$;

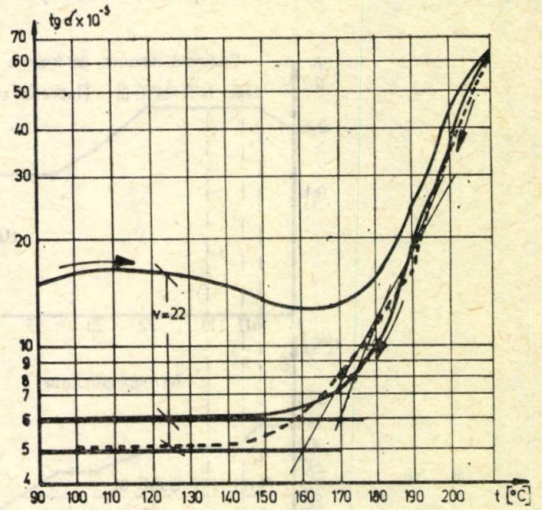


Fig. 2. Metoda de determinare a temperaturii limită.

— se citeşte pe axa OX temperatura punctului de intersecţie dintre tangenta şi secanta trasate, cu o precizie de ± 1°C.

Ridicarea curbei tg $\delta = f(t)$ şi determinarea temperaturii limită se execută numai în lucrări de cercetare şi de expertizare a unor conductoare necunoscute (are caracter de încercare de tip), necesitînd durată mare de timp (cca 1 oră).

Pentru conducerea procesului de emailare şi la recepţie se verifică tangenta unghiului de pierderi la o singură temperatură situată în zona creşterii bruşte a pierderilor dielectrice. În cazul lacului CA 86 s-a ales temperatura de

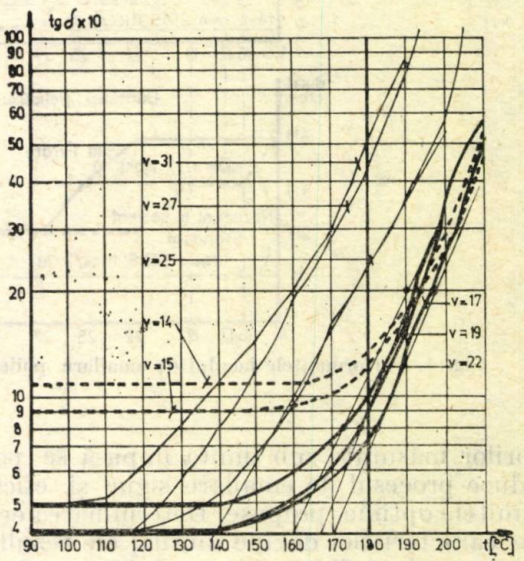


Fig. 3. Metoda de determinare a factorului de pierderi dielectrice la o temperatură specificată.

180°C (fig. 3). Această verificare durează maximum 2 minute, motiv pentru care cîştigă teren din ce în ce mai larg, mai ales după apariţia pe piaţă în 1978 a aparatului automat de tip P—TD de măsurat tg δ la diverse temperaturi [9].

În I.C.E.E.—Zalău* se aplică metoda verificării tangentei unghiului de pierderi dielectrice la o temperatură prescrisă, din 1980, utilizînd aparatul automat P—TD din import Austria.

Toate măsurătorile de tg δ pentru această lucrare au fost efectuate la frecvenţa de 1 kHz.

3. Metode de măsurare a tg $\delta = f(t)$

Firmele producătoare de lacuri de emailare din RFG au publicat încă în 1972 şi curbele de variaţie a factorului de pierderi dielectrice în funcţie de temperatură, pentru produsele lor. Acestea au fost determinate în laborator cu ajutorul aparatului de măsură standardizat în CEI 251 — 1 (1968), la care s-a adăugat baia

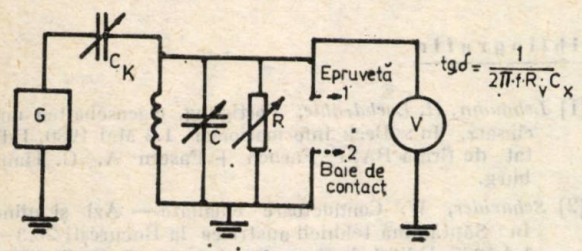


Fig. 4. Schema de măsurare a tg δ conform STAS 5924-78.

de contact cu temperatura reglabilă. Schema de principiu a acestui aparat este redată în figura 4.

Măsurarea se face la o frecvenţă de 1 kHz şi la temperatura băii t_1. În circuitul rezonant (LC) se introduce capacitatea suplimentară con-

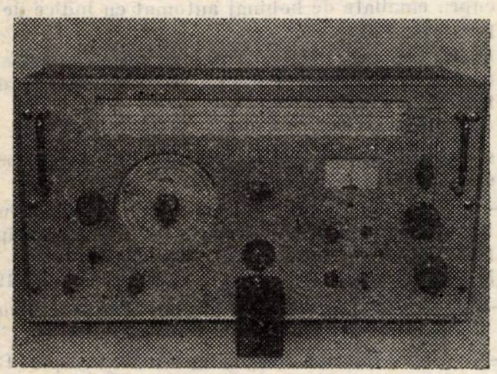


Fig. 5. Aparatul de măsurare a tg δ tip RFT 1033 (R.D.G).

ductor — baia de contact, rezistenţa R este reglată la o valoare infinită, iar circuitul este acordat pe indicaţia maximă a voltmetrului V cu ajutorul condensatorului C. Voltmetrul V este apoi ajustat la o valoare determinată prin condensatorul de cuplare C_k. Se notează valoarea C_1 a condensatorului variabil C. Se deconectează epruveta şi se acordează din nou circuitul rezonant cu ajutorul lui C şi se notează valoarea C_2. Capacitatea epruvetei este:

$$C_x = C_2 - C_1.$$

Se readuce voltmetrul la valoarea stabilită iniţial cu ajutorul rezistenţei R şi se notează valoarea R_v. Tangenta unghiului de pierderi se calculează cu relaţia:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_v \cdot C_x}.$$

Se repetă măsurătoarea la temperatura $t_2,...t_n$ pentru a putea construi punct cu punct curba tg $\delta = f(t)$. Acordarea de două ori a aparatului şi calculul rezultatului necesită aproximativ 30 min pentru măsurătoare. Pe baza acestui principiu este construit aparatul RFT—1033 din fig. 5 [11]. Din cauza complexităţii metodei de măsurare şi a duratei foarte lungi a unei măsurări acest aparat nu s-a putut aplica în controlul activ al producţiei.

În 1978 firma M.A.G. Austria a realizat aparatul automat tip P—TD de măsurare şi de înregistrare a tg $\delta = f(t)$, folosind un cu totul alt principiu de măsurare, asimilînd totodată ultimele realizări ale industriei electronice. Funcţionarea automată a aparatului de măsurat şi înregistrat tg $\delta = f(t)$, adică preluarea unei părţi din ce în ce mai mari din activitatea decizională a omului, a fost posibilă prin adăugarea

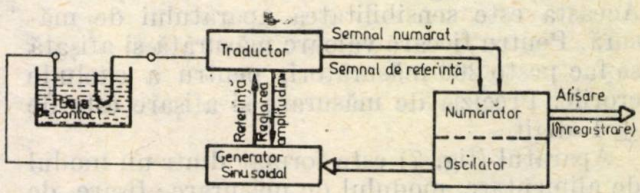


Fig. 6. Schema bloc de măsurare a tg δ cu aparatul electronic tip P—TD.

de blocuri de calcul din ce în ce mai elaborate (microprocesorul care a apărut în tehnică în 1971) [14]. Schema-bloc a aparatului automat P—TD este redată în figura 6.

Generatorul sinusoidal produce o tensiune sinusoidală de 10 V_{vv} cu frecvenţa de 1 kHz, care se aplică pe epruvetă (capacitatea formată de conductorul emailat cu baia de contact cu temperatura reglabilă). Între tensiunea aplicată şi curent apare unghiul de defazare φ (unghiul de pierderi dielectrice $\delta = 90° - \varphi$). În domeniul de măsurare a aparatului ($\operatorname{tg}\delta = 0 \div 100 \cdot 10^{-3}$) tg δ şi δ sînt practic proporţionale (domeniul unghiurilor mici). Pentru a măsura unghiul δ semnalele sinusoidale de tensiune şi curent se transformă în semnale dreptunghiulare. Prin combinarea acestor două semnale dreptunghiulare (de tensiune şi de curent) a-

pare un semnal de diferenţă de fază, care comandă un circuit poartă al unui generator de semnale, care se numără într-un numărător cu afişaj digital. Între semnalul de diferenţă de fază şi tg δ la o frecvenţă de 1 kHz a semna-

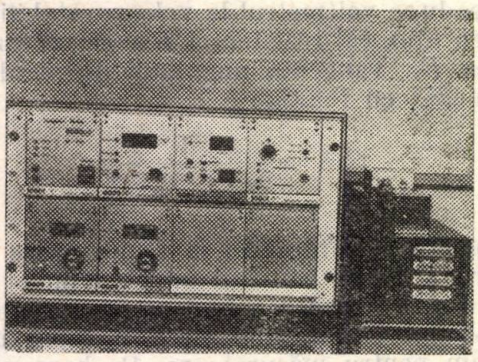


Fig. 7. Aparatul de măsurare a tg δ tip P—TD (Austria).

lului de măsurare există următoarea relaţie: perioada semnalului sinusoidal de măsurare de 1 kHz este de 1 ms căreia îi corespunde un defazaj de 360°C.

Unei diferenţe de fază de 1 μs (adică de 0,36°) îi corespunde o valoare a tg $\delta = 6{,}28318 \cdot 10^{-3}$.

Aparatul are frecvenţa generatorului de semnale de numărat de 62,831 MHz, căreia îi corespunde o perioadă de 15,91571 ns. Această perioadă corespunde unui unghi de defazaj la 1 kHz de $5{,}729655 \cdot 10^{-3}$ grade, adică unei valori pentru tg $\delta = 100{,}001 \cdot 10^{-6} \approx 0{,}1 \cdot 10^{-3}$. Aceasta este sensibilitatea aparatului de măsură. Pentru fiecare valoare măsurată şi afişată se fac peste 200 măsurători, pentru a exclude erorile. Precizia de măsurare şi afişare este de ± 1 digit.

Aparatul (fig. 7) este format dintr-un modul de alimentare, modulul de măsurare-afişare, de timp şi control, modulul de înregistrare şi 1—4 module pentru termostatarea băilor cu aliaj Wood (fiecare de cîte 0,3 dm^3 capacitate).

Microprocesorul prelucrează semnalele măsurate în vederea afişării digitale sau înregistrării pe un înregistrator XY a curbei tg $\delta = f(t)$, controlează funcţionarea modulelor şi în caz de defecţiune semnalizează defecţiunea, asigură cronometrarea duratei programate a măsurătorii.

Concluzii

Prin utilizarea metodei de verificare a tangentei unghiului de pierderi dielectrice la o temperatură specificată, în procesul de emailare a conductoarelor se obţin următoarele avantaje tehnico-economice:

— se optimizează procesul de emailare prin control sigur al microstructurii polimerului. Metoda se recomandă, în special, în fabricaţia conductoarelor emailate cu destinaţii speciale (conductoare cu rezistenţă la agenţi chimici, conductoare pentru echipament de aviaţie şi nuclear, conductoare pentru climat tropical etc.);

— reglarea regimului tehnologic de emailare se face cu precizie superioară într-un timp record (de cca 15 ori mai scurt decît în cazul probelor convenţionale) reducînd drastic consumul tehnologic de cupru.

Beneficiarii de conductoare emailate pot aplica ambele variante ale metodei (determinarea temperaturii limite şi verificarea tangentei unghiului de pierderi) pentru recepţia calitativă sau pentru sortarea lotului de conductoare pentru destinaţii speciale.

În cercetare, determinarea temperaturii limită a unui nou lac de emailare furnizează informaţii privind nivelul performanţelor atinse fără efectuarea probelor de anduranţă de foarte lungă durată (1 — 1,5 ani).

Bibliografie

[1] *Lehmann, H. Lackdrähte.* Fertigung, eigenschaften und einsatz. In: Beck informationen 1.2 Mai 1980, Editat de firma BASF Farben + Fasern A. G. Hamburg.

[2] *Schneider, W.* Conductoare emailate — Azi şi mîine. În: Săptămîna tehnicii austriece la Bucureşti 28.3 — 1.4.1977. Editat de firma Rembrandtin Lack GmbH — Wien.

[3] — — — Publicaţia CEI 251 — 1, 1968 şi 251 — 1 A, 1973.

[4] — — — STAS 5924-78. Conductoare rotunde de cupru emailate. Metode de încercare.

[5] — — — STAS 11144/3-78. Conductoare rotunde de cupru emailate. Conductoare cu indice de temperatură 180°C, tip Cu—ET—180.

[6] — — — N.T.R. 1955 E—81. Conductoare rotunde de cupru emailate de bobinaj automat cu indice de temperatură 180°C.

[7] *Jinescu, V.* Proprietăţile fizice şi termomecanica materialelor plastice, Vol. I, II. Bucureşti, Editura tehnică, 1979.

[8] *Tarnowiecki, H.* Hochtemperaturbeständige kunststoffe für elecktrische isolationen. În: Firmenbericht stollack A. G. — Wien, 1978.

[9] — — — Tan—delta P—TD. Precision instrument for instant digital measurement of dielectric dissipation factor (tgδ) for enamelled wires, prospect, firma M.A.G. şi Anton Paar K.G. Graz — Austria, 1980.

[10] — — — Mica enciclopedie de metalurgie. Bucureşti, Editura ştiinţifică şi enciclopedică, 1980.

[11] — — — Veritstfaktormessgerät—1033. Prospect R.F.T. Kombinat veb funkwerk Erfurt, 1973.

[12] — — Danfoss specifikation 891 × 3900 (A) 8. nov 1976. Enamel insulated aluminium wire for hermetic compressor motors.

[13] — — — Danfoss specifikation 891 × 3800, 24 Iunie 1977. Enamel insulated copper wire for hermetic compressor motors.

[14] *Drăgănescu, M.* A doua revoluţie industrială. Microelectronica, automatica, informatica — factori determinanţi. Bucureşti, Editura tehnică, 1980.

CZ 621.365.5

AGITATOR INDUCTIV
DIMENSIONARE OPTIMĂ
EXPERIMENTARE

Amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit

Partea III-a. Analiză asupra studiului teoretic privitor la cîmpul electromagnetic în sistemul agitator inductiv—baie metalică

FLORIN POP* — CLUJ — NAPOCA

În cele ce urmează se vor analiza unele expresii obținute în partea a II-a a lucrării pentru mărimile cîmpului electromagnetic, respectiv intensitatea cîmpului magnetic și forța electromagnetică „motoare", în legătură cu stabilirea unor elemente de calcul necesare dimensionării agitatoarelor inductive și se vor prezenta verificări experimentale ale acestor expresii.

1. Agitatoare inductive liniare

a. *Intensitatea cîmpului magnetic.* Amplitudinea componentei H_z a intensității cîmpului magnetic, cea care contribuie la apariția forțelor electromagnetice „motoare", se atenuează în întrefier și baia metalică conform expresiilor deduse pentru cele două ipoteze de calcul (23) — [1], respectiv (48) — [1]:

— ipoteza simplificată $\hat{H}_z = H_{max} e^{-\alpha(\Delta+z)}$; (1)

— ipoteză mai generală $\hat{H}_z = H_{max}\, e^{-\alpha\Delta} \times$

$$\times \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2\, m_1 (h-z) - \cos 2\, m_2 (h-z)}{\operatorname{ch} 2\, m_1 h - \cos 2\, m_2 h}}, \qquad (2)$$

relații valabile în întrefier și baia metalică (1), respectiv numai în baia metalică (2).

Prin raportare la fenomenul pătrunderii cîmpului electromagnetic în conductoare masive, în care se definește „adîncimea de pătrundere" acea distanță de la suprafața conductorului spre interior la care intensitatea cîmpului magnetic (și implicit densitatea curenților induși) scade de „e" ori, se poate considera util pentru baia metalică un cîmp atenuat în întrefier pînă la cel mult valoarea „e" din valoarea sa maximă (de la suprafața agitatorului).

Astfel, din (1) se obține, făcînd $z = 0$:

$$\hat{H}_{z_0}/H_{max} = e^{-\alpha\Delta} \geqslant e^{-1}, \qquad (3)$$

de unde rezultă, pentru o înfășurare bifazată:

$$l_i = 2\tau \geqslant 2\pi\Delta ; \quad \tau \geqslant \pi\Delta. \qquad (4)$$

Relația (4) este foarte apropiată valorii de calcul (3) — [1], recomandată în [2] și altele.

Pentru a analiza expresia (2), este necesară cunoașterea variației factorilor m_1 și m_2, definiți de (46) — [1], respectiv (47) — [1], variația acestora fiind reprezentată în figura 1. Se distinge cu ușurință un caracter asimptotic

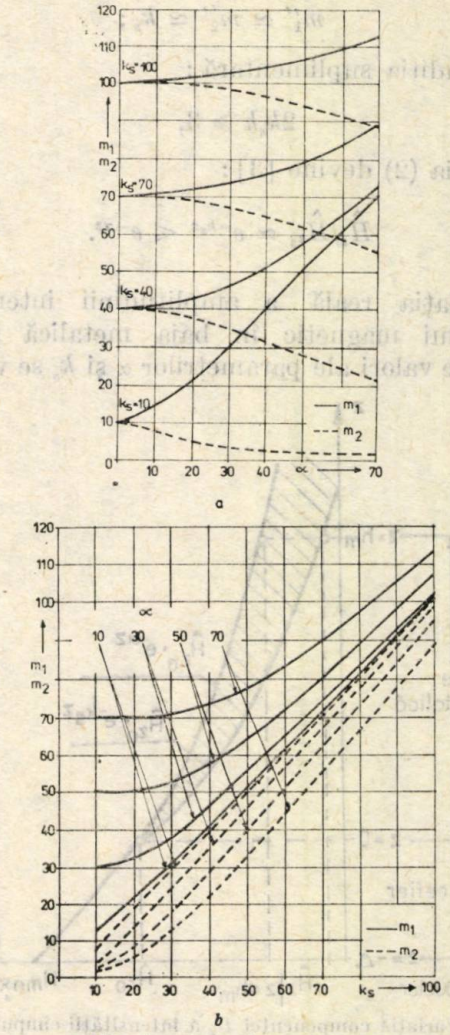


Fig. 1. Factorii m_1 și m_2.

al variațiilor acestor factori, astfel că se pot analiza două cazuri limită:

— dacă,

$$\alpha \gg \sqrt{2}\, k_s, \qquad (5)$$

m_1 și m_2 tind către valorile limită:

$$m_1' \simeq \alpha ; \quad m_2' \simeq 0 ; \qquad (6)$$

* Institutul politehnic, Catedra instalații pentru construcții, Cluj-Napoca.

introducînd condiţia suplimentară :

$$2h/\alpha \geqslant 3, \tag{7}$$

expresia (2) devine [3] :

$$\hat{H}_z/\hat{H}_{z_0} \simeq e^{-\alpha z}, \tag{8}$$

atenuarea amplitudinii componentei H_z a intensităţii cîmpului magnetic în baia metalică avînd astfel caracterul exponenţial (1);

— dacă,

$$\alpha \ll \sqrt{2}\, k_s, \tag{9}$$

m_1 şi m_2 tind către valorile limită :

$$m_1'' \simeq m_2'' \simeq k_s; \tag{10}$$

cu condiţia suplimentară :

$$2k_s h \geqslant 3, \tag{11}$$

expresia (2) devine [3] :

$$\hat{H}_z/\hat{H}_{z_0} \simeq e^{-k_s z} < e^{-\alpha z}. \tag{12}$$

Variaţia reală a amplitudinii intensităţii cîmpului magnetic în baia metalică pentru diferite valori ale parametrilor α şi k_s se va găsi

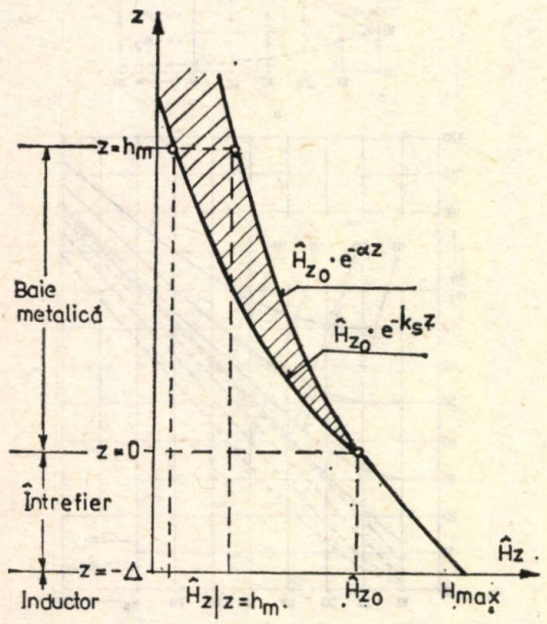


Fig. 2. Variaţia componentei H_z a intensităţii cîmpului magnetic în întrefier şi baia metalică.

între cele două limite (8) şi (12), în zona haşurată din figura 2.

Întrucît atenuarea suferită de amplitudinea intensităţii cîmpului magnetic în întrefier se admite să fie cea dată de (3), se poate considera că atenuarea suferită de cîmp în baia metalică, în cazul limită (12) poate să fie aceeaşi, adică

$$\hat{H}_z|_{z=h_m}/\hat{H}_{z_0} = e^{-k_s h_m} \geqslant e^{-1}, \tag{13}$$

de unde rezultă :

$$k_s h_m \leqslant 1; \tag{14}$$

$$\delta_s = 1/k_s \geqslant h_m, \tag{15}$$

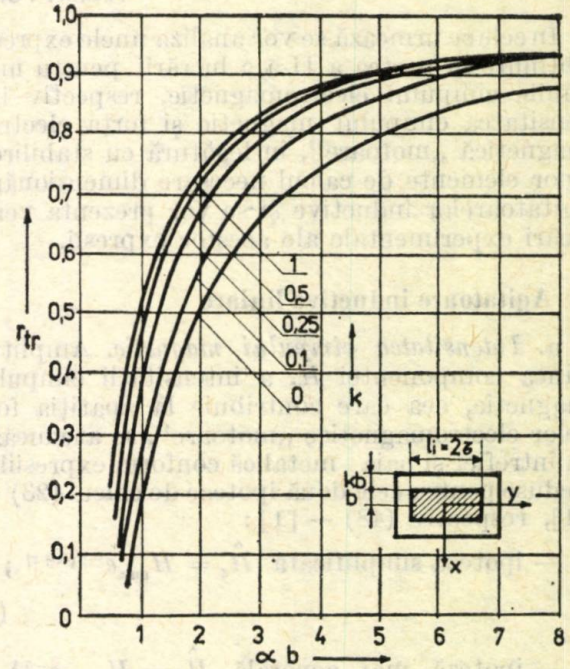


Fig. 3. Factorul de reducere transversal r_{tr}.

în care δ_s este o constantă de material asemănătoare adîncimii de pătrundere caracteristică efectului pelicular al cîmpului electromagnetic în conductoare masive. Condiţia (15), menţionată pentru cazul particular $s = 1$ şi în [2], este o condiţie esenţială la alegerea frecvenţei tensiunii de alimentare a agitatoarelor inductive liniare.

b. Forţa electromagnetică

Expresiile forţei electromagnetice rezultante (36)—[1], respectiv (52)—[1] s-au stabilit în ipoteza simplificatoare a neglijării efectelor marginale şi de capăt ale cîmpului magnetic inductor. În lucrarea [4] este luat în considerare efectul marginal la stabilirea forţelor electromagnetice ce se exercită de către inductorul liniar al pompelor de metal lichid (cu care se poate asemăna, în unele condiţii, şi agitatorul inductiv liniar), introducîndu-se un factor de reducere transversal :

$$r_{tr} = 1 - \frac{\text{th}\,(\alpha b)}{[1 + \text{th}\,(\alpha k b)\cdot \text{th}\,(\alpha\, b)]\cdot(\alpha b)}, \tag{16}$$

cu care se corectează, *prin înmulţire*, expresiile menţionate.

În figura 3 este trasată variația factorului de reducere transversal r_{tr} în funcție de αb, parametrul fiind coeficientul k (în figură agitatorul de lungime $l_i = 2\tau$ are lățimea $b_i = 2\,b$, iar baia metalică — lățimea $2(1 + k)\,b$).

Întrucît densitatea de volum a forței electromagnetice „motoare" este proporțională cu pătratul intensității cîmpului magnetic:

$$f_{emy} \sim H_z^2, \tag{17}$$

va scădea exponențial — pătratic, pe măsură ce ne îndepărtăm de fundul băii metalice spre suprafața liberă.

Forța electromagnetică rezultantă este proporțională cu termenii:

$$F_{emy_{med}} \sim \frac{k_s^2}{\alpha^2} e^{-2\alpha\Delta} = \frac{k_s^2 \tau^2}{\pi^2} e^{-2\frac{\pi\Delta}{\tau}}. \tag{18}$$

Astfel, este de dorit ca termenul Δ/τ să fie cît mai mic posibil, ceea ce înseamnă că intrefierul Δ să fie atît de mic cît permite refractarul băii metalice, iar pasul polar τ să fie atît de mare cît permite lungimea agitatorului. De aici decurge avantajul unei înfășurări bifazate față de una trifazată. Prin aceasta se realizează implicit și o micșorare mai puțin pronunțată a intensității cîmpului magnetic în întrefier. Proporționalitatea cu τ^3 întărește avantajul menționat. Prin intermediul termenului k_s^2, forța electromagnetică este proporțională cu frecvența f.

Deoarece efectele electromagnetice se resimt pînă la o anumită adîncime în baia metalică, în funcție de frecvența f a tensiunii de alimentare, conform (12), este normal și recomandabil ca determinarea valorii rezultante a forței electromagnetice să se facă pentru o adîncime egală cu:

$$h_F = \delta_F = \delta_s/2; \tag{19}$$

este de dorit ca această adîncime să fie:

$$h_F = \delta_s/2 \leqslant h_m/2, \tag{20}$$

pentru a permite metalului deplasat de cîmpul electromagnetic într-un sens în partea inferioară a băii metalice să se deplaseze în sens contrar prin partea superioară. În acest caz, în calculul forței electromagnetice rezultante se va considera $z \in [O,\ h_F]$.

Pentru a ușura utilizarea expresiilor forței electromagnetice, în figura 4 s-au reprezentat factorii de forță:

$$F_1(\alpha h,\ \alpha\Delta) = e^{-2\alpha\Delta}(1 - e^{-2\alpha h}); \tag{21}$$

$$F_2(m_1,\ m_2,\ h) = \frac{\frac{1}{m_1}\operatorname{sh} 2m_1 h - \frac{1}{m_2}\sin 2\,m_2\,h}{\operatorname{ch} 2\,m_1 h - \cos 2\,m_2\,h}. \tag{22}$$

Din analiza expresiei (22) se constată un caracter asimptotic al variației factorului de

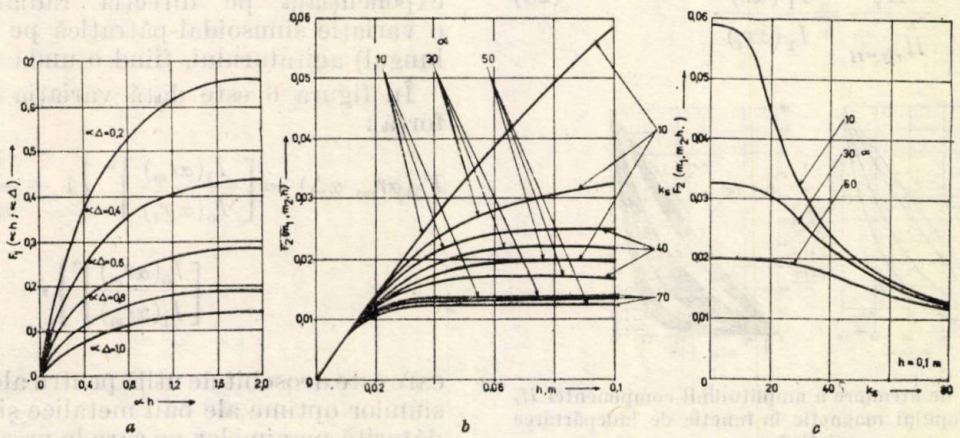


Fig. 4. a — Factorul de forță $F_1(\alpha h,\ \alpha\Delta)$; b, c — factorul de forță $F_2(m_1,\ m_2,\ h)$.

Alegerea frecvenței f este o chestiune complexă: pe de o parte, o frecvență scăzută asigură pătrunderea cîmpului electromagnetic în baia metalică și, implicit, amestecarea întregii băi metalice; de asemenea pierderile prin curenți turbionari și histerezis sînt reduse; pe de altă parte, o frecvență mărită asigură o forță electromagnetică rezultantă mai mare, dar care se manifestă pe o adîncime mai mică, în apropierea fundului băii. În mod evident se va adopta o cale de mijloc.

forță $F_2(m_1, m_2, h)$. În cazul limită (5) și cu condiția (7), factorul (22) tinde spre valoarea:

$$F_2'(m_1,\ m_2,\ h) \to \frac{1}{m_1'} \simeq \frac{1}{\alpha}; \tag{23}$$

în cazul limită (9) și cu condiția (11), factorul (22) tinde spre valoarea:

$$F_2''(m_1,\ m_2,\ h) \to \frac{1}{m_1''} \simeq \frac{1}{k_s}, \tag{24}$$

astfel că forța electromagnetică rezultantă va avea valorile cuprinse în limitele:

$$\frac{1}{k_s} < \frac{F_{emy_{med}}}{\frac{2\mu k_s^2 \tau b}{\alpha} H_{max}^2 e^{-2\alpha\Delta_{r_{tr}}}} < \frac{1}{\alpha}. \quad (25)$$

2. Agitatoare inductive cilindrice

a. Intensitatea cîmpului magnetic

Amplitudinea componentei H_r a intensității cîmpului magnetic, cea care contribuie la apariția forței electromagnetice „motoare" se atenuează în întrefier și baia metalică conform expresiilor deduse în cele două ipoteze de calcul (23)—[1], respectiv (48)—[1]:

— ipoteza simplificată $\hat{H}_r = H_{max} \frac{I_1(\alpha r)}{I_0(\alpha r_i)}$; (26)

— ipoteza mai generală $\hat{H}_r = H_{max} \frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)} \times$

$$\times \sqrt{\frac{U_1^2(\rho r, \varphi) + V_1^2(\rho r, \varphi)}{U_1^2(\rho r_m, \varphi) + V_1^2(\rho r_m, \varphi)}}, \quad (27)$$

relații valabile în întrefier și baia metalică (26), respectiv numai în baia metalică (27).

Se constată cu ușurință că:

$$\frac{\hat{H}_r}{\hat{H}_{r/r=r_i}} = \frac{I_1(\alpha r)}{I_1(\alpha r_i)}, \quad (28)$$

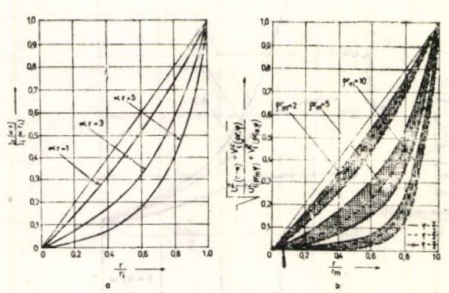


Fig. 5. Factorul de atenuare a amplitudinii componentei H_r a intensității cîmpului magnetic în funcție de îndepărtarea relativă.

variația acestui raport fiind dată în figura 5a în funcție de îndepărtarea relativă r/r_i de la suprafața agitatorului. Se observă că panta curbei tinde asimptotic spre limita de 45°, pentru:

$$\alpha r_i = \frac{\pi r_i}{\tau} \leqslant 1. \quad (29)$$

Se impune astfel și în cazul agitatorului cilindric o valoare cît mai mare a pasului polar τ, atît cît permite înălțimea (lungimea) agitatorului, respectiv o valoare cît mai mică a diametrului interior al agitatorului, adică un întrefier redus la maximum (limitat de refractarul creuzetului și diferitele elemente de consolidare ale agitatorului).

Expresia (27) care dă variația reală a intensității cîmpului magnetic în baia metalică comportă dificultăți în utilizare, legate de tabelele pentru funcția Bessel $J_1(\rho r, \varphi)$ cu variabilă complexă, date în [5]. Determinîndu-se limitele de variație ale parametrului $\varphi = \text{arctg}\, m_1/m_2$ se constată că $\varphi \in (\pi/4, \pi/2)$. Pentru acest domeniu, în [3] s-au extras variațiile termenului real U_1 și imaginar V_1 și s-a trasat variația funcției $\sqrt{U_1^2(\rho r, \varphi) + V_1^2(\rho r, \varphi)}$. În figura 5b s-a reprezentat raportul:

$$\frac{\hat{H}_r}{\hat{H}_{r_m}} = \sqrt{\frac{U_1^2(\rho r, \varphi) + V_1^2(\rho r, \varphi)}{U_1^2(\rho r_m, \varphi) + V_1^2(\rho r_m, \varphi)}}, \quad (30)$$

care indică atenuarea suferită de amplitudinea componentei radiale în baia metalică, în raport cu îndepărtarea relativă r/r_m de la suprafața laterală a băii metalice spre interior. Se constată și în acest caz că panta curbei de variație a lui H_r tinde asimptotic spre 45°.

b. Forța electromagnetică

Densitatea de volum a forței electromagnetice „motoare" (33)—[1] și (51)—[1] prezintă, ca și în cazul agitatorului liniar, o variație exponențială pe direcția radială, respectiv o variație sinusoidal-pătratică pe înălțimea (în lungul) agitatorului, fiind o undă mobilă.

În figura 6 este dată variația factorului de forță:

$$F_3(\alpha r_m, \alpha\Delta) = \left[\frac{I_1(\alpha r_m)}{I_0(\alpha r_i)}\right]^2 \left\{1 + \frac{2}{\alpha r_m} \frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)} - \left[\frac{I_0(\alpha r_m)}{I_1(\alpha r_m)}\right]^2\right\}, \quad (31)$$

care este deosebit de utilă pentru alegerea dimensiunilor optime ale băii metalice și agitatorului, datorită maximelor pe care le prezintă.

Astfel, se observă cu ușurință că forța de amestecare este maximă pentru:

$$\alpha r_m = \frac{\pi r_m}{\tau} = 2 \ldots 3, \quad (32)$$

ceea ce, pentru o înfășurare bifazată ($\tau = h_i/2$) conduce la condiția:

$$\frac{d_m}{h_i} = 0{,}6 \ldots 1; \quad (33)$$

valori mai mici corespund unui $\alpha\Delta$ mai mare (în jur de 1), iar valori mai mari unui $\alpha\Delta$ mai mic (în jur de 0,2).

Relaţia (33) care corespunde condiţiei (6)—[6], permite alegerea optimă a dimensiunilor creuzetului cilindric pentru ca agitatorul inductiv să aibă eficienţă maximă.

În cadrul ipotezei de calcul mai generală, întrucît efectele electrodinamice se resimt pînă la o anumită adîncime în baia metalică, în funcţie de frecvenţa f a tensiunii de alimentare (prin parametrul $\rho=\sqrt{m_1^2-m_2^2}$, [1]—anexa 2), este necesar ca forţa electromagnetică să antreneze jumătate din volumul băii metalice. Scăderea forţei electromagnetice specifice de la valoarea maximă (la suprafaţa laterală a băii metalice $r=r_m$) pînă la o valoare minimă considerată acceptabilă de circa 10% se va produce la distanţa:

$$r_F = r_m/\sqrt{2}. \tag{34}$$

Pentru că intensitatea cîmpului magnetic variază exponenţial, iar forţa electromagnetică specifică — exponenţial-pătratic, cu distanţa r, cîmpul va scădea la o valoare corespunzătoare de circa 10% la:

$$r_H = 0{,}4\, r_m. \tag{35}$$

Considerînd o micşorare a amplitudinii intensităţii cîmpului magnetic în întrefier de 0,3, pentru a obţine o scădere totală de 0,1 trebuie impusă condiţia ca scăderea în baia metalică să fie de 0,3...0,4 (deci aproximativ e^{-1}); astfel, pentru $r/r_m \simeq 0{,}4$, din figura 5b rezultă:

$$\rho r_m \leqslant 2. \tag{36}$$

Înlocuind parametrul $\rho = \sqrt{m_1^2 + m_2^2}$ şi introducînd cazul limită (9), se obţine succesiv:

$$\sqrt[4]{\alpha^4 + 4\, k_s^4} \leqslant \frac{2}{r_m};$$

$$k_s \leqslant \frac{\sqrt{2}}{r_m}; \tag{37}$$

$$\delta_s = \frac{1}{k_s} \geqslant \frac{r_m}{\sqrt{2}},$$

în care δ_s este o constantă de material asemănătoare adîncimii de pătrundere caracteristică efectului pelicular al cîmpului electromagnetic în conductoare cilindrice masive. Condiţia (37) permite alegerea frecvenţei tensiunii de alimentare a agitatoarelor inductive cilindrice.

În cazul în care pentru o instalaţie de amestecare nu se poate satisface condiţia (37), este normal şi recomandabil ca determinarea valorii forţei electromagnetice rezultante să se facă pentru o adîncime egală cu:

$$r_F = r_m - \delta_s/2, \tag{38}$$

pentru a permite metalului deplasat într-un sens în partea laterală, exterioară a băii metalice să se deplaseze în sens contrar prin partea interioară, centrală. În calculul forţei electromagnetice rezultante se va considera $r \in [r_F, r_m]$.

3. Elemente de calcul ale agitatoarelor inductive

Datele iniţiale de calcul pentru agitatoarele inductive ale băilor de metal topit sînt:

— metalul sau aliajul care urmează a fi amestecat, în special parametrii săi fizici — densitatea şi conductivitatea electrică;

— viteza de amestecare;

— capacitatea cuptorului, respectiv a creuzetului;

— forma şi dimensiunile cuptorului, respectiv ale creuzetului;

— dispoziţia şi dimensiunile elementelor metalice de construcţie.

Pe baza analizei rezultatelor teoretice, făcută anterior, se desprind cîteva elemente de calcul esenţiale în dimensionarea agitatoarelor inductive. De remarcat că prin aceste elemente de calcul sînt regăsite, respectiv justificate teoretic, unele recomandări ale firmelor producătoare.

a. Parametrii constructivi

Esenţială în alegerea parametrilor constructivi ai agitatoarelor inductive este concluzia referitoare la faptul că atenuarea intensităţii cîmpului magnetic în întrefier este proporţională cu termenul $e^{-\alpha\Delta}$, iar în baia metalică cu termenul $e^{-\alpha}$. Astfel, produsul luat $\alpha\Delta$ trebuie să fie cît mai mic posibil. De aceea, *întrefierul* Δ, dependent de izolaţia termică a cuptorului, respectiv a creuzetului şi a agitatorului, va fi redus la minimum necesar, cel puţin în porţiunea în care se găseşte agitatorul. De asemenea, *pasul polar* τ va fi luat cît mai mic posibil. De mărimea pasului polar este strîns legată realizarea înfăşurării agitatorului. Întrucît lungimea l_i, respectiv înălţimea h_i a agitatorului inductiv este o mărime dependentă de forma şi dimensiunile cuptorului, respectiv creuzetului, pentru a obţine un pas polar cît mai mare se cere ca înfăşurarea să fie executată *bipolar*, $p = 1$.

Pasul polar τ este determinat şi în corelare cu celelalte mărimi geometrice, pentru obţinerea unei atenuări admisibile a intensităţii cîmpului magnetic în întrefier şi baia metalică, respectiv pentru a obţine valori maxime ale forţei electromagnetice „motoare". Astfel, pentru agitatoare liniare se va avea în vedere relaţia (4), iar pentru agitatoare cilindrice — relaţia (32).

Lățimea b_i și grosimea g_i agitatorului inductiv liniar se aleg pe baza considerentelor expuse în (4) — [6], după [2].

Avînd în vedere factorul de reducere transversal r_{tr} — relația (16) și figura 3, se poate considera o valoare acceptabilă a acestuia de $r_{tr} = (0{,}8 \ldots 0{,}85)$, care, pentru o baie metalică avînd dimensiunea transversală dublă față de cea a agitatorului ($k = 1$), conform condiției (4b) — [6], se obține la:

$$\alpha b = 1{,}25 \ldots 1{,}75;$$
$$b_i = 2b = (0{,}2 \ldots 0{,}25)\, l_i, \qquad (39)$$

regăsindu-se astfel condiția (4a)—[6], după [2].

Diametrul interior $d_i = 2r_i$ al agitatorului inductiv cilindric rezultă din condiția unui întrefier Δ minim, la un diametru dat $d_m = 2r_m$ al băii metalice.

b. Stabilirea forței necesare amestecării

Curgerea metalului în baie sub influența forțelor electromagnetice este turbulentă, fiind dificil de stabilit un model matematic care să permită determinarea reală a variației vitezei de deplasare a metalului în diferite straturi, de la fundul băii metalice spre suprafață, respectiv de la suprafața laterală spre axul creuzetului, în funcție de variația forței electromagnetice.

Întroducînd ipoteze simplificatoare (mergînd pînă la a considera baia metalică ca un solid, accelerat din repaus la viteza v), în lucrările [2; 8] se indică, pentru calculul forței mecanice specifice necesară deplasării metalului, următoarele relații:

— agitator liniar:

$$f_m = \rho v^2/4\tau, \text{ N/m}^3; \qquad (40)$$

— agitator cilindric:

$$f_m = \rho v^2/48\,\pi\tau, \text{ N/m}^3, \qquad (41)$$

viteza v considerîndu-se egală cu viteza medie v_{med} a metalului în baie.

c. Parametrii electrici

Întrucît forța electromagnetică „motoare" rezultantă în baia metalică este proporțională cu pătratul intensității curentului electric I prin inductor, prin termenul H^2_{max}, înfășurarea agitatorului se va executa *bifazat*, $m = 2$. În acest mod, la puteri absorbite date, se obțin curenți mai mari, și, implicit, forțe mai mari decît la o execuție trifazată.

Frecvența f a tensiunii de alimentare se determină pe baza atenuării cîmpului electromagnetic în baia metalică. Impunînd condiția ca forța electromagnetică să antreneze jumătate din volumul băii metalice aflate sub influența agitatorului, s-au obținut relațiile (20), respectiv (37). Introducînd expresia constantei k_s (27)—[1], valoarea recomandată pentru frecvența f este:

— agitator liniar:

$$f \leqslant 2{,}5 \cdot 10^5 \cdot 1/s\,\sigma h_m^2; \qquad (42)$$

— agitator cilindric:

$$f \leqslant 5 \cdot 10^5 \cdot 1/s\,\sigma\, r_m^2. \qquad (43)$$

Solenația agitatorului inductiv, necesară obținerii unui cîmp magnetic suficient de puternic pentru a imprima metalului din baie o mișcare cu viteza medie v_{med} se obține egalînd expresia forței electromagnetice rezultante, corectată cu factorul de reducere transversal r_{tr} cu cea mecanică, pentru volumul băii metalice aflat sub influența cîmpului electromagnetic inductor.

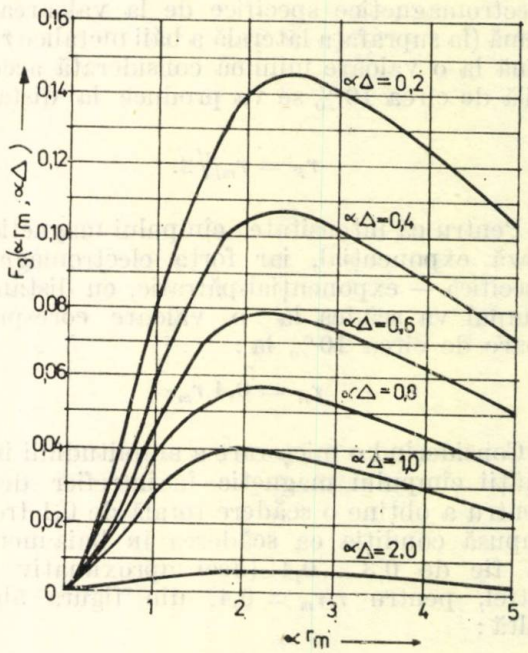


Fig. 6. Factorul de forță $F_3(\alpha r_m, \alpha\Delta)$.

Astfel, se obțin expresiile:

— agitator liniar:

$$F'_{emv_{med}} = f_m(l_i \cdot b_i \cdot h_F); \qquad (44)$$

— agitator cilindric:

$$F'_{emz_{med}} = f_m[\pi(r_m^2 - r_F^2) \cdot h_i)]. \qquad (45)$$

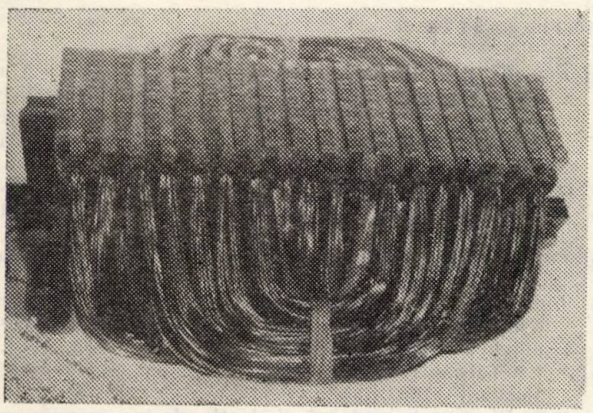
Din aceste egalități rezultă valoarea intensității cîmpului magnetic la suprafața agitatorului H_{max}, iar apoi, solenația agitatorului.

Impedanța sistemului agitator-baie metalică se poate determina prin asimilarea în cazul agitatorului inductiv liniar cu un motor de inducție liniar sau cu o pompă electromagnetică, iar în cazul agitatorului inductiv cilindric — cu un cuptor de inducție cu creuzet, astfel că nu sînt probleme speciale pentru determinarea para-

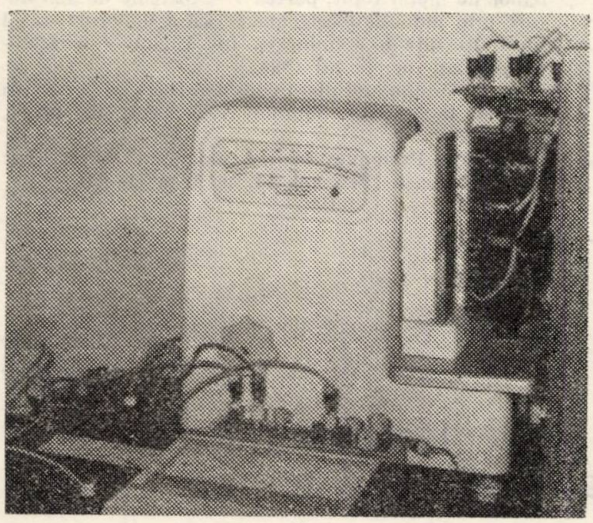
metrilor schemei echivalente de calcul R şi X, şi mai departe, a *factorului de putere*.

4. Verificări experimentale

În lucrarea [3] sînt prezentate pe larg realizările şi încercările experimentale efectuate pentru susţinerea studiului teoretic cu privire la cîmpul electromagnetic în sistemele de ames-



a



b

Fig. 7. a — Agitatorul inductiv liniar ; b — montajul pentru determinarea forţei electromagnetice rezultante.

tecare prin inducţie electromagnetică, în cele ce urmează expunîndu-se numai cîteva date referitoare la forţa electromagnetică rezultantă în cazul agitatorului liniar.

În figura 7 este dat agitatorul inductiv liniar (*a*) realizat în scopul determinării forţei electromagnetice rezultante, cu montajul (*b*). S-a aplicat exact ipoteza de calcul simplificatoare care a stat la baza determinării formulei de calcul. Întrucît baia metalică s-a considerat că se deplasează în totalitate ca un corp rigid, cu o viteză medie v_{med}, s-a înlocuit această baie cu o placă metalică din cupru şi din aluminiu, cu grosimea de 10 mm, fiind realizată condiţia (20). Forţa electromagnetică încarcă (sau descarcă) placa metalică de greutate G la o nouă valoare G' ; la calculul forţei electromagnetice rezultante s-a introdus şi factorul de reducere transversal r_{tr}.

În figura 8 sînt prezentate variaţiile forţei electromagnetice în raport cu intensitatea curentului electric prin inductor I, respectiv cu întrefierul Δ, atît în valorile teoretice, cît şi în cele măsurate.

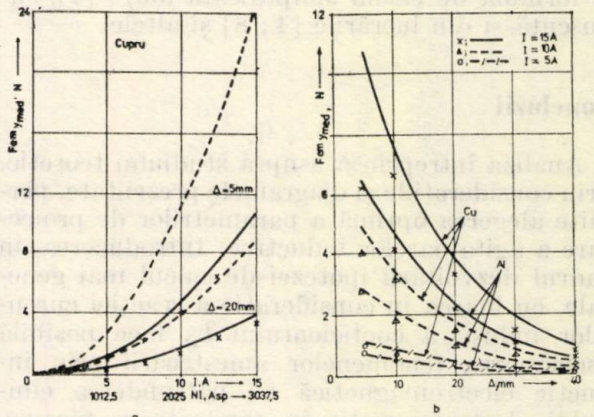


Fig. 8. Variaţia forţei electromagnetice rezultante în funcţie de intensitatea curentului electric prin inductor (*a*), respectiv de mărimea întrefierului (*b*).

a — curbele întrerupte — relaţia 36 — [1]; curbele pline relaţia 52-[1]; punctele — măsurători; b — curbele — relaţia 52 — [1]; punctele — măsurători.

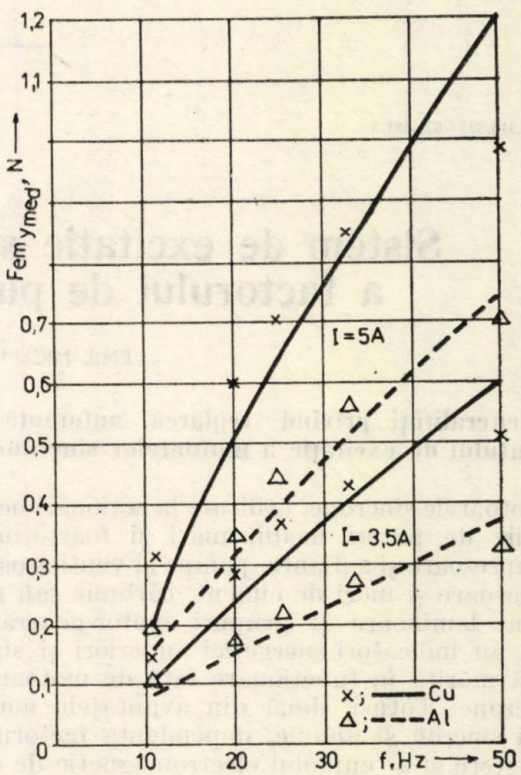


Fig. 9. Variaţia forţei electromagnetice rezultante în funcţie de frecvenţă : curbele — relaţia (52) — [1]; punctele — măsurători.

În figura 9 sînt date determinările privind influența frecvenței tensiunii de alimentare asupra forței electromagnetice.

Se remarcă cu ușurință apropierea rezultatelor măsurătorilor față de formula de calcul a forței electromagnetice rezultante stabilită în ipoteza luării în considerație a reacției curenților induși (52)—[1]. Abaterile existente, avînd valori de 15 — 25% pot fi considerate reduse în raport cu abaterile ce apar între măsurători și formula de calcul simplificată (36)—[1], cunoscută și din lucrările [4; 8] și altele.

Concluzii

Analiza întreprinsă asupra studiului teoretic, prin considerațiile și diagramele prezentate, permite alegerea optimă a parametrilor de proiectare a agitatoarelor inductive. Introducerea, în cadrul dezvoltării ipotezei de calcul mai generale, cu luarea în considerație a reacției curenților induși, a coeficientului k_s, face posibilă asemănarea fenomenelor amestecării prin inducție electromagnetică cu pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductoare masive, stabilindu-se pe această bază, posibilitatea determinării parametrilor electrici (impedanța sistemului agitator inductiv-baie metalică) în mod asemănător motoarelor asincrone liniare, respectiv inductoarelor cilindrice de la cuptoarele de inducție cu creuzet.

Cunoașterea teoriei sistemelor de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit va permite utilizarea mai largă în atelierele metalurgice a acestui procedeu tehnologic economic și eficient, prin găsirea de noi aplicații industriale, și, în viitor, a construirii în țară a agitatoarelor inductive pentru cuptoarele cu arc electric și cuptoarele pentru degazarea sub vid a oțelului topit care în prezent sînt importate.

Bibliografie

[1] *Pop, Fl.* Amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit, partea II — Aspecte teoretice ale cîmpului electromagnetic în sistemul agitator inductiv — baie metalică. În: E.E.A. — Electrotehnica **29**, nr. 6, aug 1981, p. 215.

[2] *Okorokov. N. N.* Elektromagnitnoe peremeșivanie metalla v dugovîh staleplavilnîh peciah, Metallurghizdat — 1961.

[3] *Pop, Fl.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1980.

[4] *Bromkamp, K — H.* Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominduktoren und ihre elektrodynamischen Wirkungen, Dissertation TH Aachen, 1961.

[5] * * * Tabliți funkții Besselia v kompleksnoi oblasti, Moskva — 1963.

6] *Pop, Fl.* Amestecarea prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit, partea I — Sisteme de amestecare prin inducție electromagnetică a băilor de metal topit utilizate în metalurgie. În: E.E.A. — Electrotehnica **29**, nr. 5, iul 1981.

[7] *Hanas, B.* Design and plant considerations of induction stirrers. În: ASEA Journal, 1971, **vol. 44**, nr. 4, p. 87—92.

[8] *Sundberg, Y.* Principles of the induction stirrer. In: ASEA Journal. 1971, **vol. 44**, nr. 4, p. 71—80.

CZ 621.313.323-621.381.3

MOTOR SINCRON
EXCITAȚIE STATICĂ
REGLARE AUTOMATĂ

Sistem de excitație statică cu reglarea automată a factorului de putere la motoare sincrone

EMIL MICU *, NICOLAE PALAGHIȚĂ **

1. Generalități privind reglarea automată a curentului de excitație a motoarelor sincrone

Motoarele sincrone, utilizate la acționări nereglabile de puteri medii, mari și foarte mari (compresoare și suflante, pompe și ventilatoare, concasoare și mori de ciment, cărbune sau minereu, laminoare și grupuri motor-generator etc.), au indicatori energetici superiori și siguranță mărită în funcționare față de motoarele asincrone. Totuși, două din avantajele motorului sincron și anume, dependența factorului de putere și a cuplului electromagnetic de curentul de excitație nu sînt valorificate suficient în practică, deoarece majoritatea motoarelor chiar și cele foarte mari, nu dispun de sisteme de reglare automată a curentului de excitație.

Funcționarea motorului sincron cu curent constant de excitație are ca urmare scăderea randamentului la sarcini mici și scăderea puterii reactive furnizate rețelei, la sarcini mari. Pentru asigurarea capacității de supraîncărcare impuse, motorul lucrează cu curent de excitație de valoare mare. La scăderea sarcinii, puterea activă absorbită de motor se micșorează, dar pierderile în motor rămîn practic constante; pierderile în fierul statoric și în circuitul de excitație rămîn neschimbate, doar pierderile în înfășurarea statorului se micșorează întrucîtva,

* Institutul de învățămînt superior Baia-Mare.
** Institutul politehnic Cluj-Napoca.

deci randamentul scade considerabil. Pe de altă parte, la mărirea sarcinii sau la scăderea tensiunii rețelei de alimentare, excitația constantă conduce la scăderea puterii reactive capacitive, ceea ce în cazul motoarelor mari și la rețele cu factor de putere scăzut determină scăderea pronunțată, în avalanșă, a tensiunii.

Aceasta poate duce la ieșirea motorului din sincronism sau la deconectarea celorlalte receptoare racordate la rețea.

Reglarea automată a curentului de excitație asigură funcționarea optimă a motorului sincron și indicatori tehnico-economici superiori pentru rețeaua de alimentare, deoarece modifică bilanțul energiei reactive. Motorul sincron poate să lucreze cu pierderi minime, cu coeficient de supraîncărcare constant sau cu factor de putere constant. Puterea reactivă furnizată rețelei poate asigura pierderi minime de energie în rețea sau tensiune constantă la borne. În funcție de mărimea motorului, de caracterul sarcinii, de regimul rețelei de alimentare și de existența altor motoare sincrone conectate la aceeași rețea, sistemul de reglare automată poate lucra după una din următoarele legi de reglare:

1. Factor de putere constant la motor ($\cos\varphi = \text{const}$).
2. Putere reactivă constantă cedată rețelei ($Q = \text{const}$).
3. Tensiune la borne constantă la barele stației ($U = \text{const}$).
4. Pierderi minime în motor la sarcini variabile.
5. Pierderi minime de energie în rețea.
6. Oscilații minime ale tensiunii rețelei la sarcini pulsatorii. Parametrul de reglare poate fi defazajul dintre curent și tensiune (φ), curentul total al statorului, componenta activă a curentului statoric, tensiunea la borne, puterea reactivă a motorului, unghiul de sarcină sau derivata acestuia. De alegerea parametrului de reglare depinde complexitatea schemei, precizia, rapiditatea și costul sistemului de reglare automată.

În cazul motoarelor sincrone de putere medie și mică, a căror sarcină variază lent (compresoare de aer cu piston, pompe, ventilatoare), cel mai utilizat sistem de reglare este cu $\cos\varphi = \text{const}$ [5]. Acest sistem asigură un regim economic atît pentru motor, cît și pentru rețea, furnizîndu-se rețelei o putere reactivă proporțională cu puterea activă absorbită, $Q/P = \text{tg}\,\varphi = \text{const}$. Adoptarea acestei legi de reglare la motoarele de putere mare și foarte mare, în special la cele cu sarcini variabile în limite largi nu este recomandabilă, deoarece variațiile mari ale puterii reactive, impuse de această lege, determină variații mari de tensiune la barele stației de alimentare.

Excitația convențională, cu generatoare rotative de curent continuu, pe lîngă dezavantaje de ordin economic (cheltuieli mari de exploatare, reparații frecvente la colector), introduc constante mari de timp în schema de reglare automată (de ordinul sutelor de ms), ceea ce afectează considerabil rapiditatea sistemului. În [3] este prezentată o schemă de reglare automată a curentului de excitație a unui motor sincron de 2 200 kW, al cărei element de execuție cu tiristoare acționează asupra curentului de excitație al generatorului de curent continuu, care excită motorul sincron.

Excitația statică, cu tiristoare, este caracterizată de o inerție foarte mică (constante de timp de ordinul ms), ceea ce permite aplicarea unor regulatoare rapide, care să urmărească variațiile bruște ale sarcinii motorului sincron. Astfel de regulatoare, cu parametrul de reglare puterea activă a motorului ($I\cos\varphi$), printr-o forțare a excitației de 2...2,5 ori (față de 1,2...1,3 la excitația convențională), asigură o funcționare stabilă a motorului la suprasarcini bruște de 300 % din puterea nominală, ceea ce are un efect economic direct (folosirea unui motor de putere mai mică [4]).

În lucrare se prezintă sistemul de reglare automată a curentului de excitație, la factor de putere constant, conceput de autori pentru motoare sincrone de putere medie (ordinul sutelor de kW) cu variații lente de sarcină (compresoare, pompe, ventilatoare, suflante).

2. Elementele schemei de reglare automată

Schema de excitație statică, cu tiristoare, de concepție originală, se caracterizează printr-un cost mai redus decît schemele de redresare clasice (număr mai mic de tiristoare), factor de putere mai bun al redresorului la unghiuri mari de comandă și siguranță mărită în funcționare [1].

În afara elementului de măsurare a defazajului φ, schema de reglare cuprinde numai blocuri tipizate, aflate în producție curentă, de serie, ceea ce îi conferă fiabilitate ridicată și un cost redus.

Elementul de măsurare cuprinde două transformatoare de măsură de 6 000/100 V, conectate în „V" (existente în instalația motorului la care s-a montat sistemul de excitație statică), un transformator de măsură de curent, de 50/5 A, 10 kV, conectat pe faza din mijloc, rezistoare divizoare de tensiune și două redresoare în punte (fig. 1).

Diagrama fazorială a tensiunilor din elementul de măsurare este arătată în figura 2. Semnalul de abatere față de valoare impusă factorului de putere, valoare fixată cu ajutorul cursorului D, este dat de diferența algebrică dintre tensiunile AF și FD, tensiunea EF fiind proporțională și în fază cu curentul absorbit de motor de la rețea pe faza B. Această diferență se anulează numai cînd vîrful fazorului tensiuni EF (curentului I_B) se află pe perpendiculara în

E, care stabileşte unghiul impus. Cînd cursorul se află în poziţia limită de sus (*D* coincide cu *B*); cos $\varphi_{impus} = 0{,}5$ capacitiv; cînd *D* coincide cu *C*, cos $\varphi_{impus} = 1$. Domeniul de reglare al regulatorului se află, deci, între cos φ = = 0,5 capacitiv şi cos $\varphi = 1$. Semnalul de abaimpuse de *dispozitivul de comandă pe grilă* de tip DCG1, întreprinderea Electrotehnica).

Domeniul de reglare a curentului de excitaţie, la cos $\varphi_{impus} = 1$, stabilit cu ajutorul caracteristicilor în „V" (fig. 3), este de 90...130 A (90 A la mers în gol, 130 A la sarcina maximă).

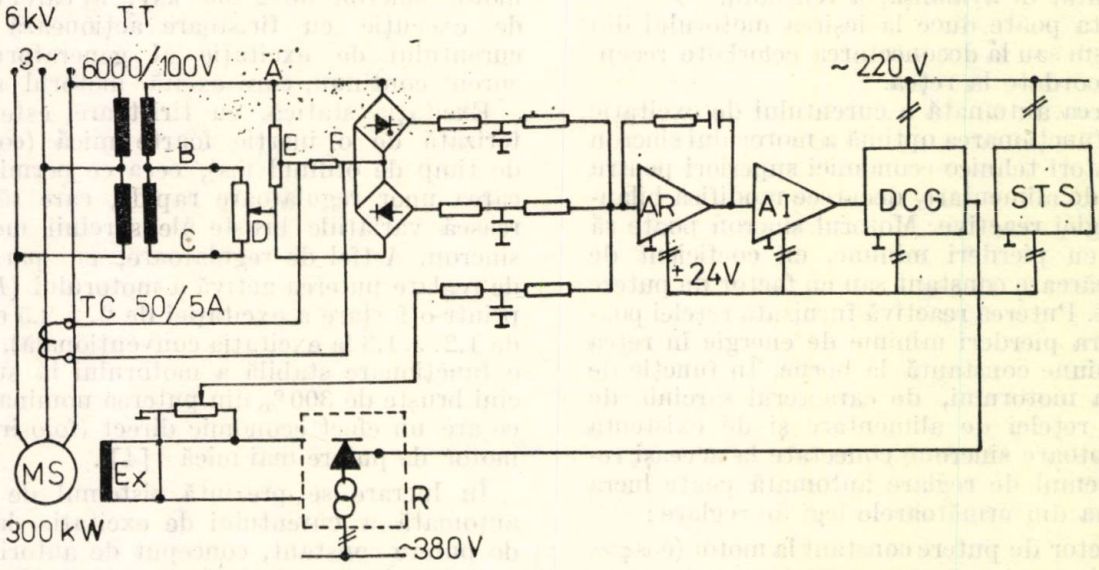
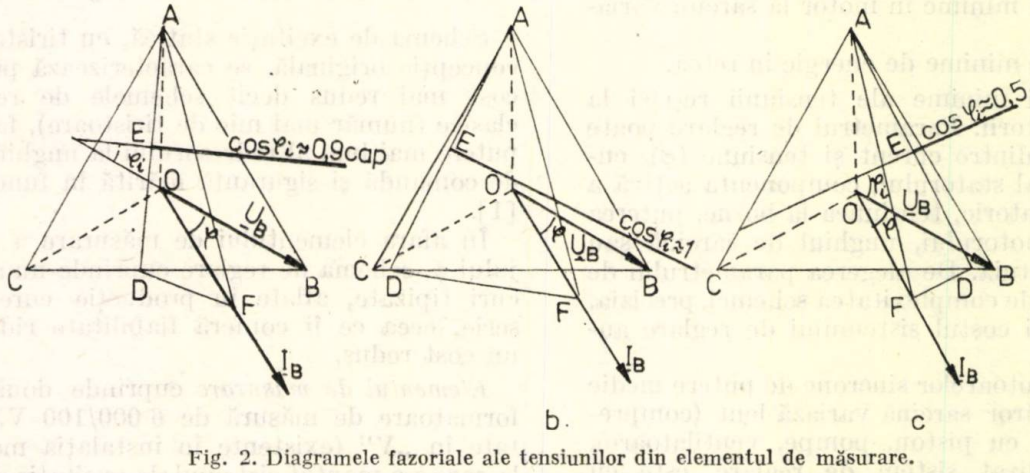


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de excitaţie statică cu reglare automată a curentului de excitaţie la factor de putere constant: *MS* — motor sincron; *Ex* — înfăşurare de excitaţie; *TT* — transformator de măsură de tensiune; *TC* — transformator de măsură de curent; *R* — redresor de excitaţie; *AR* — amplificator regulator; *AI* — amplificator de intrare; *DCG* — dispozitiv de comandă pe grilă; *STS* — sursă de tensiune stabilizată.



b. c

Fig. 2. Diagramele fazoriale ale tensiunilor din elementul de măsurare.

tere, de curent continuu, se aplică la intrarea amplificatorului regulator, împreună cu semnalul de reacţie luat de la ieşirea redresorului cu tiristoare.

Regulatorul, de tip PID, utilizează un amplificator AR (întreprinderea Electrotehnica — Bucureşti), construit cu tranzistoare complementare *npn-pnp* cu siliciu (BC 107B şi BC 177B) şi se alimentează cu tensiuni stabilizate de ± 24 V (schema AR este dată în [6]).

Amplificatorul de intrare, de tip AI2M (Electrotehnica) este folosit pentru adaptarea semnalului dat de regulator la cerinţele de variaţie

Caracteristicile în „V" ale motoarelor sincrone pot fi determinate pe cale analitică prin metoda prezentată în [2].

Datorită variaţiei lente, fără şocuri, a sarcinii şi tensiunii constante (staţia de compresoare fiind principalul consumator), nu s-a prevăzut forţarea excitaţiei.

3. Prezentarea prototipului

Sistemul de excitaţie statică, cu tiristoare, cu reglare automată a curentului de excitaţie la factor de putere constant (fig. 4) a fost instalat

la două motoare sincrone de acţionare a compresoarelor de aer de 50 m³/min, la Exploatarea minieră-Herja şi la Exploatarea minieră-Săsar,

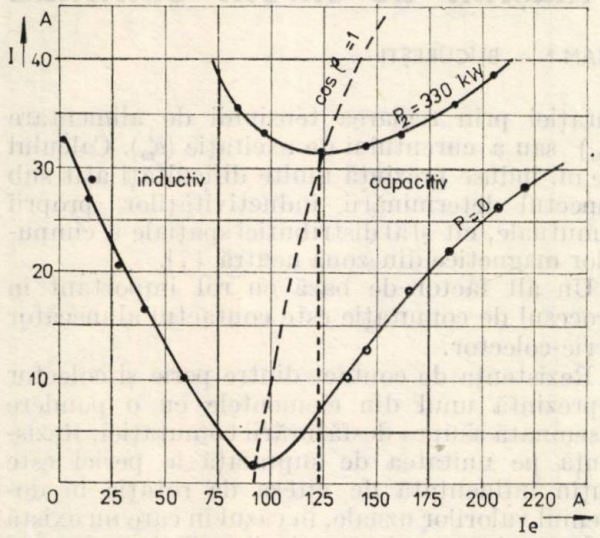


Fig. 3. Caracteristicile în „V" ale motorului sincron de 300 kW.

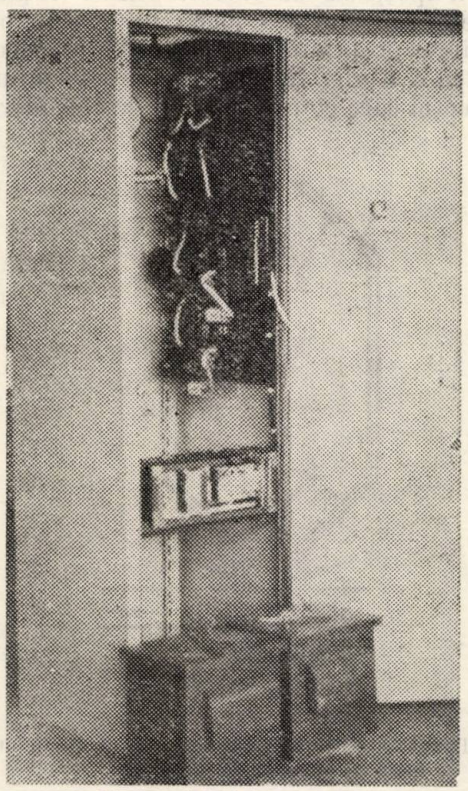


Fig. 4. Prototipul industrial al sistemului de excitaţie statică a motorului sincron de 300 kW.

Baia-Mare. Motorul sincron are următoarele caracteristici: P_n=300 kW; U_n=6000 V; I_n = =30,7 A; cos φ_n=1; n_n= 300 rot/min; $I_{ex.n}$= = 128 A; $U_{ex.n}$ = 52 V. A fost desfiinţat un grup de excitaţie format dintr-un motor asincron cu rotor în scurtcircuit de 15 kW, 380 V, 30 A, cos φ_n = 0,86, n_n = 1 460 rot/min, *IP* 44,140 kg şi dintr-un generator de curent continuu cu excitaţie în derivaţie cu U_n= 55 V, I_n=130 A, *IP* 21,300 kg, fabricaţie 1979. Redresorul de excitaţie cu diode de siliciu tip TU 35 şi tiristoare tip T 210 K (IPRS), cu răcire naturală, împreună cu sertarul electronic de reglare şi comandă au fost montate în dulapul de automatizare al motorului sincron. Pentru alimentarea redresorului se utilizează două transformatoare monofazate tip TMAM 5 kVA, 380/36 V (fabricaţie de serie la întreprinderea „Electrotehnica"-Bucureşti).

Prin înlocuirea grupului rotativ de excitaţie cu redresorul cu reglare automată a curentului de excitaţie se obţin următoarele efecte economice:

— economii de energie electrică prin mărirea randamentului sistemului de excitaţie;

— economii de energie electrică prin micşorarea curentului de excitaţie la sarcini mici;

— economii de energie prin micşorarea pierderilor în reţea, ca urmare a îmbunătăţirii factorului de putere;

— economii de materiale deficitare, datorită greutăţii reduse a transformatoarelor (160 kg faţă de 440 kg);

— economii la cheltuielile de investiţii, datorită costului mult mai redus al sistemului de excitaţie statică; economii la cheltuielile de exploatare, datorită faptului că sistemul de excitaţie statică nu necesită întreţinere sau reparaţii.

Funcţionarea fără defecţiuni, în condiţii reale de exploatare (din mai 1980) a sistemului de excitaţie cu tiristoare, a confirmat superioritatea sa tehnico-economică faţă de sistemul clasic, iar utilizarea exclusivă a componentelor şi materialelor indigene, tipizate, îl recomandă pentru generalizare.

Bibliografie

[1] *Micu, Em.* Instalaţie statică de excitare a motoarelor sincrone. Brevet RSR Nr. 77183.

[2] *Micu, Em., Ciarnău, R., Ciarnău, D.* Metodă de determinare analitică a caracteristicilor în „V" ale motoarelor sincrone. În: Buletinul ştiinţific, Baia-Mare, 1980, p. 238.

[3] *Tesar, M.* Reglarea factorului de putere la motorul sincron. În: Electrotehnica (R. S. Cehoslovacă), 1969, Nr. 10, p. 241—245.

[4] *Oda, Shoichi.* Sistem de reglare a excitaţiei motorului sincron cu sarcini periodice. În: Transactions of the Institution of Electrical Engineering (Japonia), 1977, Nr. 11, p. 649.

[5] *Lişcenko, A. I.* Motoare sincrone cu reglarea automată a excitaţiei. Kiev Editura Tehnika, 1969.

[6] *Saal, C., Ţopa, I., Fransua, Al., Micu. Em.* Acţionări electrice şi automatizări, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

CZ 621.313.2

COMUTAȚIE
REZISTENȚĂ DE CONTACT

Aspecte cu privire la comutația mașinii de curent continuu

NICOLAE GALAN, TUDOR AVRAM * — BUCUREȘTI

1. Considerații generale

Procesul de comutație este de o mare complexitate deoarece factorii cu caracter mecanic, termic, electrochimic și electromagnetic se influențează între ei atît de strîns, încît adesea este imposibil să se deosebească influența unui factor în raport cu altul.

O comutație necorespunzătoare se manifestă exterior prin apariția scînteilor la contactul alunecător perie-colector. Dacă scînteierea depășește anumite limite, se ajunge la deteriorarea colectorului și periilor și prin aceasta la scoaterea mașinii din funcțiune.

Studiul teoretic al procesului de comutație prezintă dificultăți însemnate; obținerea unor rezultate calitative necesitînd un șir de ipoteze simplificatoare; unele din aceste ipoteze se abat într-o măsură însemnată de la condițiile reale, iar alte ipoteze sînt discutabile [1,2,3,4, 5,6].

2. Elemente de calcul ale procesului de comutație, implicațiile rezistenței contactului alunecător

Unul din factorii de bază cu rol important în procesul comutației este t.e.m. indusă în secția care comută de fluxul magnetic total variabil în timp, care înlănțuie secția. În regimul de funcționare permanent, t.e.m. totală se compune din: t.e.m. e_r determinată de variația în timp a curentului i din secția care comută, t.e.m. e'_r determinată de variația curenților din alte secții, care se află în procesul de comutație în intervalul de timp considerat, t.e.m. e_k indusă prin mișcarea secției în cîmpul magnetic al polilor auxiliari, t.e.m. e_a indusă prin mișcarea secției în cîmpul magnetic de reacție al indusului.

De precizat că t.e.m. e'_r poate include și t.e.m. indusă de variația curenților din alte secții identice, care comută simultan cu secția considerată (curentul electric este același). În cazul în care secția este cu pas scurtat, sau cînd în intervalul de comutație laturile secției nu se află în axa neutră, atunci se adaugă și t.e.m. indusă de cîmpul magnetic inductor. În regimul tranzitoriu, la t.e.m. prezentate mai sus se adaugă; t.e.m. e_m determinată de variația în timp a curentului $i_a(t)$, t.e.m. e'_m indusă de variația în timp a fluxului de excitație $\varphi_0(t)$. Aceste situații pot să apară, de exemplu, la reglarea turației prin reglarea tensiunii de alimentare (e_m) sau a curentului de excitație (e'_m). Calculul t.e.m. induse prezintă multe dificultăți atît sub aspectul determinării inductivităților proprii și mutuale, cît și al distribuției spațiale a cîmpurilor magnetice din zona neutră [7].

Un alt factor de bază cu rol important în procesul de comutație este contactul alunecător perie-colector.

Rezistența de contact dintre perie și colector reprezintă unul din elementele cu o pondere însemnată asupra desfășurării comutației. Rezistența pe unitatea de suprafață a periei este puțin influențată de viteza de rotație în domeniul valorilor uzuale, în cazul în care nu există defecțiuni mecanice sau vibrații importante; acest fapt, de natură experimentală, constituie una din ipotezele de calcul. Starea chimică a suprafeței colectorului joacă un rol important în stabilirea proprietăților contactului alunecător.

Pentru a studia variația în timp a curentului i din secția care comută (fig. 1) se consideră cir-

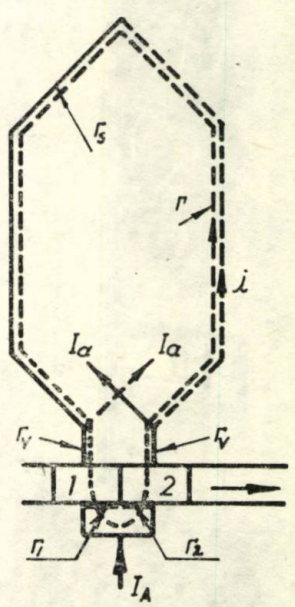


Fig. 1. Poziția secției înfășurării de curent continuu la un moment oarecare $t \in [0, T_k]$.

cuitul format din perie, secție și legăturile secție la lamele (lățimea periei este egală cu lățimea lamelei). Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff rezultă ecuația;

$$(I_a + i)(r_2 + r_v) + r_s i - (I_a - i)(r_1 + r_v) = \\ = -L_t \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \Sigma e_i(t), \qquad (1)$$

* Institutul politehnic — București,

rezistențele din ecuația (1) sînt indicate în figura 1; L_t este inductivitatea totală (include și inductivitățile mutuale dintre secția care comută și alte secții care comută identic), iar r_v este rezistența legăturii dintre înfășurare și lamelele colectorului.

Rezistențele r_s și r_v se pot neglija în multe cazuri fără a se obține erori importante. În cazul în care se iau în considerație, atunci variația curentului i nu mai este liniară chiar și în cazul în care $\Sigma : e_i(t) - L_t \frac{di}{dt} = 0$.

Rezistențele de contact dintre perie și lamela 1, notată r_1 și dintre perie și lamela 2, notată r_2 sînt determinate de mai mulți factori printre care; starea suprafeței de contact, proprietățile periilor, apariția unor fenomene electrochimice pe suprafața de contact, temperatura mediului ambiant și a colectorului, umiditate, presiunea pe perie, puritatea aerului. Contactul dintre perie și suprafața de rotație a colectorului sau inelului (cazul mașinilor asincrone și sincrone) se face, chiar în cazul unor suprafețe foarte bine șlefuite, prin puncte de contact, în care densitatea de curent poate ajunge la valori mari. Alunecarea suprafețelor de contact și densitatea mare de curent provoacă desprinderea unor particule din perie, astfel încît punctele de contact se schimbă mereu; aceste elemente, precum și arcul electric care se formează într-o serie de microzone (de regulă, sînt distribuite neuniform) favorizează apariția ionilor și electronilor. Astfel încît, pe lîngă conductivitatea de contact, apare și conductivitatea ionică a zonei de contact prin ioni pozitivi și electroni.

Apariția arcului electric este favorizată de temperatura scăzută a mediului înconjurător, de umiditatea excesivă și de urmele de ulei pe colector sau inel. În condiții normale de funcționare, pe suprafața colectorului și a inelelor se formează o peliculă superficială de contact avînd componenții de bază oxidul de cupru și grafitul. Această peliculă se formează în mod continuu, deoarece la fiecare trecere pe sub perie, stratul de oxid de cupru este regenerat. Un rol important în formarea sau distrugerea stratului de oxid îl are umiditatea mediului înconjurător. Chiar la o umiditate normală a aerului, suprafața colectorului sau inelului este acoperită cu un strat de vapori de apă, care în anumite condiții pot condensa. Curentul care trece și prin stratul de apă determină fenomenul de electroliză, peria și colectorul sau inelul fiind electrozi, iar apa electrolitul.

Dacă sensul curentului este colector-perie, atunci oxigenul se îndreaptă spre cupru și îl oxidează, formîndu-se stratul de oxid. Dacă curentul are sensul perie-colector, atunci oxigenul se îndreaptă spre perie oxidînd-o și înrăutățește structura ei de suprafață. Dacă umiditatea este foarte mică, pelicula nu este perfectă și se produce o uzură sporită a periilor; dacă umiditatea este mare, fenomenele electrolitice, au o pondere însemnată și conduc la depunerea cuprului pe perii distrugînd pelicula. Grafitul care intră în componența peliculei de contact micșorează frecarea și îmbunătățește contactul. Periile trebuie să aibă o structură omogenă, lipsită de particule dure pentru diminuarea fenomenelor abrazive. Pentru o funcționare corectă a contactului alunecător, presiunea pe perii trebuie să se afle între limite bine determinate, scăderea presiunii mărește uzura periilor din cauze electrice (apariția scînteilor), creșterea presiunii mărește uzura periilor din cauze mecanice.

Există o dependență complicată între diferiți factori care determină proprietățile contactului alunecător și caracteristicile acestui contact. Modificarea în afara anumitor limite ale acestor factori conduce la înrăutățirea comutației.

Pe baza celor prezentate se poate stabili o schemă electrică echivalentă a unei microzone a contactului alunecător care se compune din două rezistențe conectate în paralel: o rezistență corespunzătoare contactului direct R_d și o rezistență corespunzătoare domeniului ionizat R_i. Rezistența R_d este constantă în condiții de funcționare date a contactului alunecător, mărimea acestei rezistențe determină înclinarea caracteristicii tensiune-densitatea de curent, $\Delta U = f(j_p)$, a contactului alunecător. Rezistența R_i variază funcție de densitatea de curent și condițiile mediului înconjurător în care funcționează contactul alunecător. Intensificarea procesului de ionizare conduce la micșorarea rezistenței R_i și la o neliniaritate mai pronunțată a caracteristicii tensiune-densitate de curent care depinde de temperatura mediului înconjurător.

Rezistența globală a contactului alunecător depinde de mulți factori și variază în timpul procesului de comutație. Dependența rezistenței de contact funcție de mărimea suprafeței de contact dintre lamelă și perie este mult mai complexă decît se presupune în teoria clasică (rezistența este invers proporțională cu această suprafață). Pentru a se separa influența rezistenței de contact asupra comutației s-au utilizat scheme cu circuite neinductive (fig. 2) oscilografiindu-se curenții i_1 și i_2 pentru $\Delta U =$ $=$ ct sau tensiunea de contact ΔU și curentul I prin contactul alunecător. Pe baza oscilogramelor s-au trasat curbele $\Delta U = f(j_p)$ și au fost deduse curbele $r_r = \Delta U / j_p = f(j_p)$; mărimea r_r este proporțională cu rezistența de contact. În figura 3 se prezintă variația aproximativă a rezistenței r_r în funcție de densitatea j_p [10]; în realitate această dependență este mai complexă.

Variația în funcție de timp a rezistențelor de contact r_1 și r_2 este prezentată în figura 4.

Prin urmare, prezentarea clasică a rezistenţelor r_1 şi r_2 sub forma :

$$r_1 = R_p/\tau,\ r_2 = R_1(1-\tau);\ \tau = t/T_k, \quad (2)$$

reprezintă o aproximaţie grosieră, T_k este durata comutaţiei secţiei.

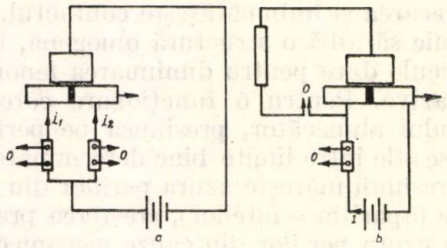


Fig. 2. Scheme experimentale cu circuite neinductive : *a* — oscilografierea curenţilor i_1 şi i_2 ; b — oscilografierea tensiunii ΔU şi a curentului $I(O$ — oscilograf) ;

În literatură se întîlnesc şi alte aproximaţii ale acestor rezistenţe :

$$r_1 = R_p/\tau^\alpha;\ r_2 = R_p/(1-\tau)^\alpha;\ \alpha \neq 1, \quad (3)$$

pentru $\alpha = 1$ se regăsesc relaţiile (2), [10].

Un alt mod de a aproxima rezistenţele r_1 şi r_2 constă în aproximarea conductanţei g pe unitatea de lăţime a contactului perie-colector sub forma unui trinom de gradul 2, $g(\tau) = a\tau^2 + b\tau + c$, constantele a, b şi c sînt evaluate pe bază experimentală. Se determină

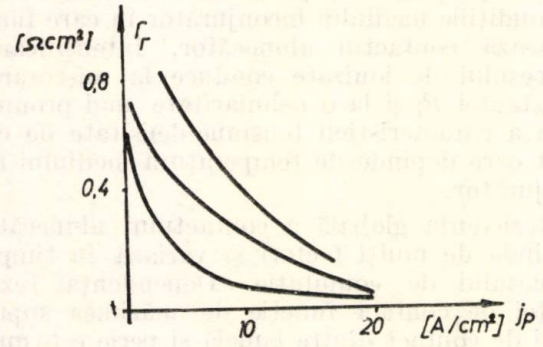


Fig. 3. Variaţia aproximativă a rezistenţei r_r funcţie de densitatea de curent j_p.

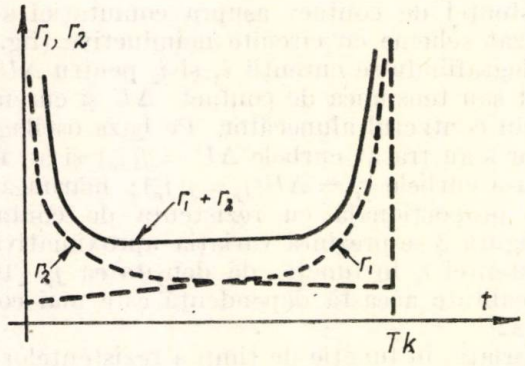


Fig. 4. Variaţia în timp a rezistenţelor r_1, r_2 şi $r_1 + r_2$.

conductanţele globale $g_1 = \int_0^\tau g(\tau)\,d\tau$; $g_2 = \int_\tau^1 g(\tau)d\tau$ şi apoi curentul din secţia care comută, [7].

În condiţiile normale de funcţionare, rezistenţa de contact pe unitatea de lăţime este minimă în partea centrală a periei şi este mai mare spre muchia de intrare decît spre muchia de ieşire [7]. Evident, multiple cauze pot conduce la o variaţie în timp diferită a rezistenţelor r_1 şi r_2, ca urmare a acestui fapt în lucrare se va considera pentru rezistenţele r_1 şi r_2 formele :

$$r_1 = R_p/\tau^\alpha;\ r_2 = R_p/(1-\tau)^\beta, \quad (4)$$

R_p este rezistenţa de contact între perie şi lamelă cînd peria calcă pe o singură lamelă (lăţimea periei se consideră egală cu lăţimea lamelei). Parametrii α şi β au, în general, valori diferite, acest fapt este favorizat, în principal, de contactul neuniform dintre perie şi cele două lamele. Din ecuaţiile (1) şi (4) rezultă :

$$i_r = \frac{(1-\tau)^\beta - \tau^\alpha + K_2\tau^\alpha(1-\tau)^\beta - K_3\tau^\alpha(1-\tau)^\beta \dfrac{di_r}{d\tau}}{(1-\tau)^\beta + \tau^\alpha + K_1\tau^\alpha(1-\tau)^\beta}, \quad (5)$$

unde :

$$i_r = i/I_a;\ K_1 = \frac{r_s + 2r_v}{R_p};\ K_2 = \frac{\Sigma e_i(\tau T_k)}{R_p I_a};$$

$$K_3 = \frac{L_t}{R_p \cdot T_k}.$$

Se va considera cazul simplu cînd $K_2\,\tau^\alpha(1-\tau)^\beta - K_3\,\tau^\alpha(1-\tau)^\beta \dfrac{di_r}{d\tau} \cong 0$ şi deci :

$$i_r = \frac{(1-\tau)^\beta - \tau^\alpha}{(1-\tau)^\beta + \tau^\alpha + K_1\tau^\alpha(1-\tau)^\beta}. \quad (6)$$

Pe baza relaţiei (6) s-au trasat curbele $i_r = f(\tau)$ pentru diferite valori ale coeficienţilor α şi β (fig. 5 şi fig. 6).

Pentru curbele din figura 5 s-a considerat $\alpha = \beta$, în acest caz se constată că pentru $\alpha < 1$ are loc o comutaţie asemănătoare comutaţiei de rezistenţă. Curentul i_r are o variaţie în timp neliniară şi pe întreaga perioadă de comutaţie are o valoare mai mică decît în cadrul comutaţiei liniare ($i_r = 0$ pentru $\tau = 0{,}5$), deoarece $\alpha < 1$ înseamnă o rezistenţă a contactului mărită. În schimb, densitatea de curent sub perie este neuniformă, avînd loc o creştere însemnată a acestei densităţi atît sub muchia de intrare, cît şi sub muchia de ieşire. Neuniformitatea

densității de curent se accentuează odată cu scăderea coeficientului α.

Pentru $\alpha > 1$, adică o rezistență de contact micșorată, curentul este mai mare decît în

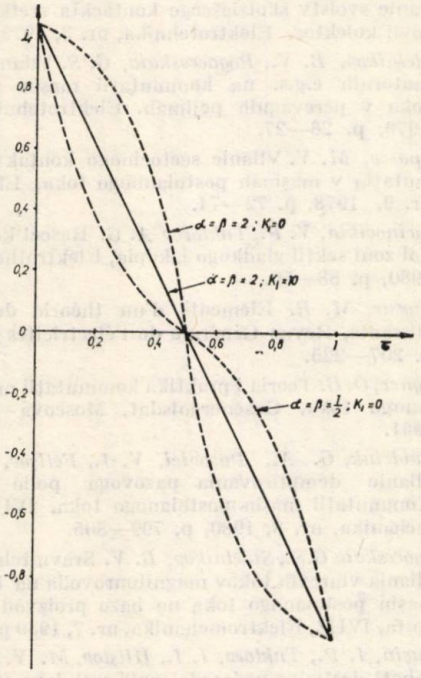


Fig. 5. Variația în timp a curentului din secția care comută pentru $\alpha = \beta$ (mărimile sînt exprimate în unități relative).

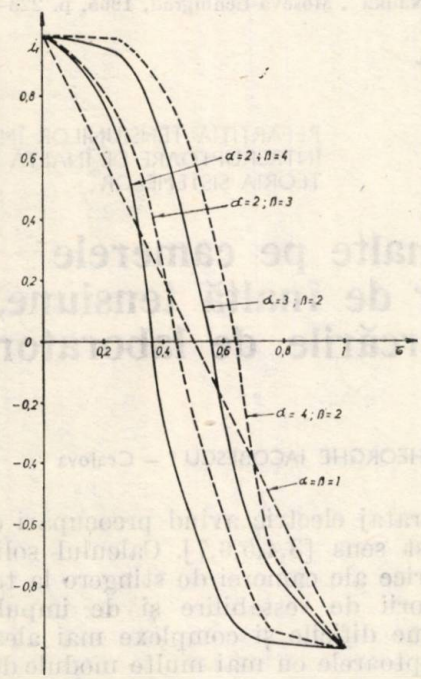


Fig. 6. Variația în timp a curentului din secția care comută pentru $\alpha \neq \beta$ și $K_1 = 0$ (mărimile sînt exprimate în unități relative).

cazul comutației liniare, însă densitatea de curent se micșorează atît sub muchia de intrare, cît și sub muchia de ieșire.

Pentru $\alpha > 1$ și valori mari ale coeficientului K_1, se obține o comutație practic liniară, adică efectul rezistenței secției este invers efectului rezistenței contactului alunecător; valori mari pentru α conduc la creșterea curentului, iar valori mari pentru K_1 conduc la micșorarea curentului și cele două efecte se compensează (fig. 5). Calculele arată că are loc o comutație practic liniară și pentru $\alpha < 1$, dar pentru valori mici ale coeficientului K_1 ceea ce este în concordanță cu explicațiile de mai sus.

Dacă $\alpha \neq \beta$ (fig. 6) atunci contactul alunecător schimbă natura comutației; pentru $\alpha > \beta$ comutația este întîrziată, iar pentru $\alpha < \beta$ comutația este accelerată. Dacă $\alpha > \beta$ atunci rezistențele de contact r_1 și r_2 pentru $\tau = 0{,}5$ sînt diferite și $r_1 > r_2$; curenții pe cele două lamele ale colectorului se repartizează invers proporțional cu rezistențele r_1 și r_2. Prin rezistența r_2 curentul este mai mare decît curentul prin rezistența r_1 și inversarea curentului în secție are loc la $\tau > 0{,}5$ și rezultă o comutație întîrziată. Comutația accelerată pentru $\alpha < \beta$ se explică în același mod. Pentru $\alpha \neq \beta$ densitatea de curent sub perie este puternic neuniformă, însă sub muchia de intrare, cît și sub muchia de ieșire are valori mai mari decît în cazul comutației liniare.

Analiza curentului i_r prezintă interes pentru determinarea tensiunii $u_2 = r_2\ (I_a + i)$ între perie și lamela 2 (care la $\tau = 1$ nu mai este în contact cu peria), care pentru $\tau = 1$ reprezintă tensiunea limită u_{2l} utilă în aprecierea comutației.

Parametrii α și β depind de natura și starea contactului alunecător perie-lamelă și pot fi evaluați pe baza datelor experimentale. De subliniat că experimentul în studiul comutației reprezintă elementul central.

Pentru realizarea unor rezistențe de contact (r_1, r_2) care să conducă la îmbunătățirea comutației s-au experimentat și utilizat, la puteri mici, colectoare cu lamele de grafit cu bune rezultate, [5]. Studiul colectoarelor din aluminiu a apărut că prin utilizarea periilor elastice parțial secționate se obține o creștere a stabilității mecanice și electrice a contactului alunecător, evidențiind posibilitatea utilizării aluminiului pentru colectoare [13].

În cazul în care se studiază comutația unui grup de secții care au un interval de timp comun în procesul comutației, atunci se obține sistemul:

$$(I_a + i_k)(r_2 + r_v) + r_s i_k - (I_a - i_k)(r_1 + r_v) = -\sum_{k=1}^{n} L_{ik} \frac{\mathrm{d}i_k}{\mathrm{d}t} + \Sigma e_i(t),$$

$$k = 1, \ldots, n \qquad (7)$$

n fiind numărul de secții din grupă; termenul $\Sigma\, e_i(t)$ este precizat pentru fiecare secție, ca și rezistențele r_1 și r_2. Condițiile inițiale pentru

fiecare secţie sînt determinate de poziţia spaţială a secţiei $i_1=I_a$ la $t=0$, $i_k=I_a$ la $t=t_k>0$.

Concluzii

În lucrare se analizează unele aspecte referitoare la comutaţia maşinii de curent continuu evidenţiindu-se rolul contactului alunecător perie-lamelă.

Se prezintă un nou mod de aproximare a rezistenţelor de contact dintre perie şi lamele din care rezultă că aceste rezistenţe pot modifica tipul comutaţiei (accelerată, liniară, întîrziată). Aceste aproximări au la bază studiile experimentale din literatura de specialitate.

În aprecierea comutaţiei prezintă interes tensiunea $u_2 = r_2 i_2$, care poate fi calculată dacă se cunoaşte expresia curentului din secţia care comută. Variaţia în timp a curentului a fost analizată în cîteva cazuri particulare, care au permis să se evidenţieze tipul de comutaţie în funcţie de natura şi starea contactului perie lamelă.

Se constată că chiar la o compensare ideală a tensiunilor electromotoare induse în secţia care execută comutaţia poate fi liniară, accelerată sau întîrziată funcţie de modul cum variază în timp rezistenţele r_1 şi r_2.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Maşini electrice, vol.I, Bucureşti, Editura tehnică, 1958.

[2] *Lăzăroiu, D., Cotta, A.* Colectoarele maşinilor electrice, Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[3] *Melehova, E., Ruşanu, C.* Periile şi portperiile maşinilor electrice, Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[4] *Kostenko, M., Piotrovski, L.* Machines électriques, vol.I, Editions Mir — Moscou, 1979.

[5] *Astrahanţev, V. P., Bekişev, R. F., Boman, G. A.* Isledovanie svoistv skolziaşcego kontackta scetka-uglegrafitovîi kolektor. Elektrotehnika, nr. 3, 1979, p. 43—45.

[6] *Sidelnikov, B. V., Rogacevskaia, G. S.* Vlianie transformatornîh e.g.s. na kommutaţii maşin postoianoga toka v perevagnîh pejimah. Elektrotehnika, nr. 1., 1979, p. 26—27.

[7] *Kipasev, M. V.* Vlianie scetocinogo kontakta na kommutaţiu v maşinah postoiannogo toka, Electriscetvo, nr. 9, 1978, p. 72—74.

[8] *Marinocikin, V. P., Tuhtorov A. G.* Rascet kommutationnoi zonî sekţii gladkogo iakopia, Elektrothenika, nr. 2, 1980, p. 58—59.

[9] *Mayeur, M. R.* Elements d'un théorie des contacts glissants, Revue Générale de l'électricités nr. 4, 1957, p. 207—225.

[10] *Vegner, O. G.* Teoria i praktika kommutaţii maşin postoianogo toka, Gosenergoisdat, Moscova—Leningrad, 1961.

[11] *Davidciuk, G. A., Paşovici, V. I., Fetişov, V.* Oţenka vlianie dempfirovania pazovoga polio na protess Kommutaţii maşin postoianogo toka. IVUZ Elektromehanika, nr. 8, 1980, p. 799—805.

[12] *Rogoceskaia G.S., Sidelnikov, B. V.* Sravnitelnaia oţenka vliania vihrevîh tokov magnitonrovoda na kommutaţii maşin postoianogo toka na baze proizvod strennogo opîta, IVUZ, Elektromehanika, nr. 7, 1980 p. 690—694.

[13] *Kluşin, I. P., Tuktoev, I. I., Hliştov, M. V.* Isledovanie rabotî ciasticino podrazdelennîh scetok na aliuminevom kollektore. Elektromehanika, nr. 9, 1980, p. 811—813.

[14] *Galan, N.* Maşini electrice, Litografia, IPB, 1980.

[15] Akademiia Nauk SSSR, Elektriceskie maşinî, Izdatelstvo „Nauka", Moscva-Leningrad, 1965, p. 223—241.

CZ. 621.542.027

REPARTIŢIA TENSIUNILOR ÎNALTE
ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
TEORIA SISTEMELOR

Asupra repartiţiei tensiunilor înalte pe camerele de stingere ale întreruptoarelor de înaltă tensiune, utilizînd teoria sistemelor, încercările de laborator şi modelarea fizică

PETRE TUŞALIU, SILVIA TĂRÎŢĂ, GEORGE CURCANU, GHEORGHE IACOBESCU * — Craiova

Introducere

Cunoaşterea repartiţiei tensiunilor de restabilire, tranzitorii de restabilire şi de impuls pe camerele de stingere ale întrepruptoarelor de înaltă tensiune reprezintă un indicator de maximă importanţă în dimensionarea fiabilă şi economică a echipamentelor electrice de comutaţie, numeroşi cercetători, proiectanţi şi constructori de aparataj electric avînd preocupări continue în acest sens [3,4,5,6,7]. Calculul solicitărilor dielectrice ale camerei de stingere la tensiunile tranzitorii de restabilire şi de impuls ridică probleme dificile şi complexe mai ales pentru întreruptoarele cu mai multe module de camere de stingere înseriate pe pol (110 şi peste 110 kV), în special datorită neliniarităţii fenomenului de repartiţie a tensiunii [15,16,17].

Ţinînd seama de acest fenomen natural al repartiţiei tensiunilor în regim tranzitoriu, lucrarea îşi propune să determine pe cale analitică solicitările dielectrice maxime printr-o metodă

* Tuşaliu, P. — Facultatea electrotehnică, Universitatea Craiova., Tărîţă, S., Curcanu, G. — CCSIT — „Electroputere" — Craiova, Iacobescu, Gh. — Facultatea de energetică, Institutul politehnic — Bucureşti.

modernă și eficientă, cu ajutorul teoriei sistemelor și, totodată, să prezinte și rezultate experimentale obținute în Laboratorul de mare putere al CCSIT—Electroputere și pe modelul de izolație al unui întreruptor de înaltă tensiune din cadrul disciplinei de aparate electrice a Facultății de electrotehnică din Craiova. Se urmărește, de asemenea, determinarea eficacității diferitelor soluții constructive de camere de stingere, astfel încît repartiția tensiunii să fie cît mai uniformă.

1. Determinarea analitică a repartiției tensiunii înalte utilizînd teoria sistemelor

Pentru întreruptoarele cu mai multe elemente de rupere dispuse în V, calculul se poate dezvolta pe un model elementar reprezentat prin capacități [3,4,5] (fig. 1).

Literatura tehnică de specialitate [7,8] și experimentările efectuate [3,5] recomandă ca soluții în vederea diminuării neliniarității repartiției tensiunilor în regim tranzitoriu pe camerele de stingere:

a — șuntarea tuturor camerelor de stingere, modul înseriate, cu divizoare de tensiune rezistive R, soluție a cărui utilizare presupune o tehnologie avansată [9];

b — șuntarea tuturor camerelor de stingere-modul, înseriate, cu divizoare de tensiune capacitive C_d, soluție frecvent utilizată în cons-

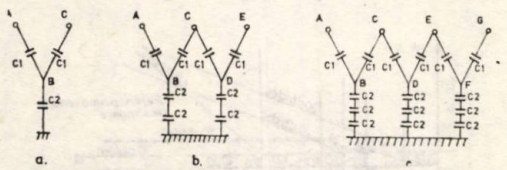


Fig. 1. Modelul elementar de izolație al unui întreruptor de 110 kV(a), 220 kV (b) și 400 kV (c) cu camere de stingere dispuse în V.

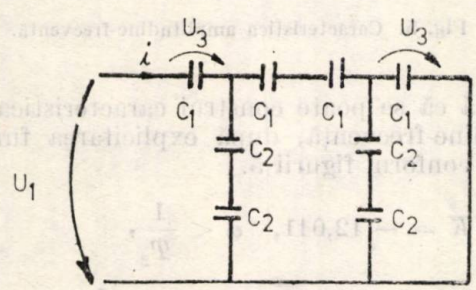


Fig. 2. Schema electrică echivalentă a unui întreruptor de 220 kV, cu ultima cameră de stingere (ieșirea) pusă la pământ.

trucția și exploatarea echipamentelor electrice de înaltă tensiune [7,8,9].

Scheme echivalente, funcții de transfer, ecuații intrare-stare-ieșire. Cu ajutorul schemei electrice echivalente a unui întreruptor de 220 kV, la care se consideră ultima cameră pusă la pământ (fig.2), pentru cazul șuntării camerelor de stingere cu cîte o rezistență (fig. 3), se vor determina ecuațiile intrare-stare-ieșire.

Cum solicitarea dielectrică maximă apare pe prima cameră de stingere conectată la rețea și cea minimă pe camera de stingere aflată în vecinătatea punctului de scurtcircuit la pământ [4,7,8], se va studia repartiția tensiunii tranzitorii de restabilire pe camerele extreme.

În conformitate cu teoria sistemelor [1,2] considerăm întreruptorul un obiect comandat cu

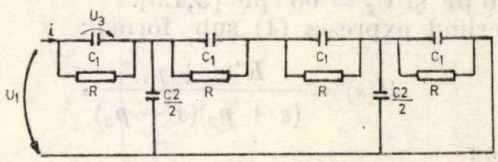


Fig. 3. Schema electrică a unui întreruptor de 220 kV prevăzut cu rezistențe de șuntare a camerelor de stingere, avînd ultima cameră (ieșirea) pusă la pământ.

tensiunea tranzitorie u_1, iar ca mărime de ieșire tensiunea u_2 de pe ultima cameră de stingere (într-un prim caz) și respectiv tensiunea u_3 de pe prima cameră de stingere (într-un alt caz). Pentru primul caz, utilizînd relațiile de echivalență a circuitelor liniare în domeniul imaginilor Laplace se obține:

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{z_2^2}{2(z_1^2 + 2z_2^2 + 3z_1z_2)}. \qquad (1)$$

Înlocuind în această relație pe $z_1(s) = \dfrac{R}{1+sRC_1}$ și $z_2(s) = \dfrac{2}{sC_2}$, rezultă:

$$H(s) = \frac{2(1 + sRC_1)^2}{s^2R^2(8C_1^2+C_2^2+6C_1C_2)+2sR(8C_1+3C_2)+8}. \qquad (2)$$

Exprimîndu-se relația de mai sus sub forma adecvată în scopul evidențierii polilor, zerourilor și factorului general de amplificare [2], expresie care în forma generală se scrie:

$$H(s) = \frac{K\prod_{i=1}^{m}(1 + \theta_i s)}{S^{\alpha}\prod_{i=1}^{n-\alpha}(1 + T_i s)}, \qquad (3)$$

se obține:

$$H(s) = \frac{K(1 + sT_1)^2}{(1 + sT_2)(1 + sT_3)}, \qquad (4)$$

în care s-a notat:

$$T_1 = RC_1 = 0{,}02 \cdot R \cdot 10^{-9}\ s,$$

$$T_2 = R\frac{8C_1^2 + C_2^2 + 6C_1C_2}{8C_1 + 2C_2} = 0{,}05 \cdot R \cdot 10^{-9}\ s, \qquad (5)$$

$$T_3 = R\frac{8C_1^2 + C_2^2 + 6C_1C_2}{8C_1 + 4C_2} = 0{,}035 \cdot R \cdot 10^{-9}\ s.$$

Deoarece $\alpha = 0$, factorul de amplificare de poziție [2] este dat de:

$$K = K_p = H(0) = \frac{2(8C_1^2 + C_2^2 + 6C_1C_2)}{(8C_1 + 2C_2)(8C_1 + 4C_2)} = 0{,}25 \cdot \quad (6)$$

În calculul acestor expresii, valorile capacităților modelului elementar utilizat au fost: $C_1 = 20$ pF și $C_2 = 60$ pF [3,4,5].

Scriind expresia (4) sub forma:

$$H(s) = \frac{K'(s + p_1)^2}{(s + p_2)(s + p_3)}, \quad (7)$$

unde:

$$K' = \frac{KT_1^2}{T_2T_3}; \; p_i = \frac{1}{T_i}, \text{ pentru } i = 1,2,3,$$

se va realiza schema-bloc a întreruptorului și se vor scrie ecuațiile intrare-stare-ieșire, utilizînd metoda programării serie [1]:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)},$$

unde:

$$H_1(s) = \frac{K'(s + p_1)}{s + p_2} = K'\left(1 + \frac{p_1 - p_2}{s + p_2}\right) = \frac{U(s)}{U_1(s)}, \quad (8)$$

$$H_2(s) = \frac{s + p_1}{s + p_3} = 1 + \frac{p_1 - p_3}{s + p_3} = \frac{U_2(s)}{U(s)}.$$

Din figura de mai sus, se deduc ecuațiile intrare-stare-ieșire;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -p_2x_1 + K'u_1, \\ \dot{x}_2 &= (p_1 - p_2)x_1 - p_3x_2 + K'u_1, \\ u_2 &= (p_1 - p_2)x_1 + (p_1 - p_3)x_2 + K'u_1. \end{aligned} \quad (9)$$

Puse sub formă matriceal-vectorială, acestea devin:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu_1 \\ u_2 &= C^Tx + du_1, \end{aligned} \quad (10)$$

unde:

$$A = \begin{Vmatrix} -p_2 & 0 \\ p_1 - p_2 & -p_3 \end{Vmatrix}; \; b = \begin{Vmatrix} K' \\ K' \end{Vmatrix};$$

$$C = \begin{Vmatrix} p_1 - p_2 \\ p_1 - p_3 \end{Vmatrix}; \; d = \|K'\|.$$

Se observă că circuitul din figura 3 se comportă ca un obiect propriu cu doi poli reali, ceea ce conferă regimului tranzitoriu un caracter aperiodic [1,2].

Pentru construcția caracteristicii logaritmice amplitudine-frecvență se înlocuiește $s = j_\omega$ în

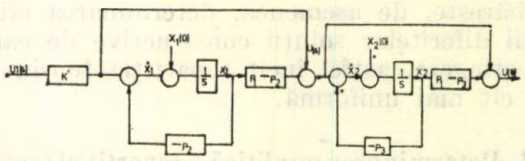


Fig. 4. Schema-bloc a întreruptorului, considerînd ca mărime de intrare tensiunea u_1 și ca mărime de ieșire tensiunea u_2.

relația (4), se determină modulul acestei expresii.

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \frac{K[\sqrt{1 + (\omega T_1)^2}]^2}{\sqrt{[1 + (\omega T_2)^2][1 + (\omega T_3)^2]}} \quad (11)$$

și prin logaritmare se obține.

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) = 20 \lg K + 40 \lg \sqrt{1 + (\omega T_1)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_3)^2}, \quad (12)$$

cum:

$$\frac{1}{T_1} > \frac{1}{T_3} > \frac{1}{T_2},$$

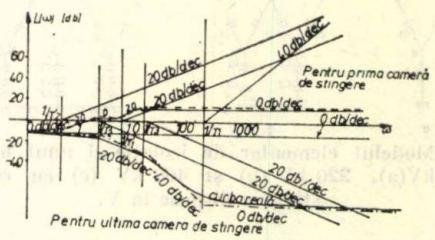


Fig. 5. Caracteristica amplitudine-frecvență.

rezultă că se poate construi caracteristica amplitudine-frecvență, după explicitarea funcției T(ω), conform figurii 5.

$$20 \lg K = -12{,}041, \quad \omega < \frac{1}{T_2},$$

$$20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2}, \quad \frac{1}{T_2} < \omega < \frac{1}{T_3},$$

$$20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_3)^2}, \quad \frac{1}{T_3} < \omega < \frac{1}{T_1},$$

$$20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_3)^2} + 40 \lg \sqrt{1 + (\omega T_1)^2},$$

pentru:

$$\frac{1}{T_1} < \omega.$$

Pentru cazul cînd se consideră drept mărime de ieşire tensiunea repartizată pe prima cameră de stingere, urmărind aceeaşi metodă de calcul se determină funcţia de transfer:

$$H(s) = \frac{U_3(s)}{U_1(s)} = \frac{2z_1^2 + z_2^2 + 4z_1z_2}{2z_1^2 + 4z_2^2 + 6z_1z_2}. \quad (13)$$

Prin înlocuirea lui $z_1(s)$ şi $z_2(s)$, se obţine:

$$H(s) = \frac{U_3(s)}{U_1(s)} \frac{K''(1 + sT_1')(1 + sT_2')}{(1 + sT_2)(1 + sT_3)}, \quad (14)$$

unde s-a notat:

$$T_1' = R\frac{2C_1^2 + C_2^2 + 4C_1C_2}{2C_1 + 2C_2 + \sqrt{2}\,C_2} = 0{,}0375 \cdot R \cdot 10^{-9}\ s,$$

$$T_2' = R\frac{2C_1^2 + C_2^2 + 4C_1C_2}{2C_1 + 2C_2 - \sqrt{2}\,C_2} = 0{,}122 \cdot R \cdot 10^{-9}\ s, \quad (15)$$

$$K'' = \frac{K}{2} \cdot \frac{(2C_1+2C_2+\sqrt{2}C_2)(2C_1+2C_2-\sqrt{2}C_2)}{2C_1^2 + C_2^2 + 4C_1C_2} = K = 0{,}5.$$

Exprimînd relaţia (14) sub forma:

$$H(s) = \frac{K'''(s + p_1')(s + p_2')}{(s + p_2)(s + p_3)}, \quad (16)$$

unde:

$$K''' = \frac{K''T_1'T_2'}{T_2T_3} \text{ şi } p_i = \frac{1}{T_i'},\ i = 1,\ 2,$$

utilizînd aceeaşi metodă a programării serie, rezultă:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{U_3(s)}{U_1(s)}, \quad (17)$$

unde:

$$H_1(s) = \frac{K'''(s + p_1')}{s + p_2} = K'''\left(1 + \frac{p_1' - p_2}{s + p_2}\right) = \frac{U(s)}{U_1(s)},$$

$$H_2(s) = \frac{s + p_2'}{s + p_3} = 1 + \frac{p_2' - p_3}{s + p_3} = \frac{U_3(s)}{U(s)}.$$

Cu ajutorul schemei din figura 6, se scriu ecuaţiile intrare-stare-ieşire:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -p_2x_1 + k'''u_1, \\ \dot{x}_2 &= (p_1' - p_2)x_1 - p_3x_2 + k'''u_1, \\ u_3 &= (p_1' - p_2)x_1 + (p_2' - p_3)x_2 + k'''u_1. \end{aligned} \quad (18)$$

Urmărind raţionamentul anterior se construieşte caracteristica amplitudine-frecvenţă:

$$A'(\omega) = |H(j\omega)| = K\frac{\sqrt{[1+(\omega T_1')^2][1+(\omega T_2')^2]}}{\sqrt{[1+(\omega T_2)^2][1+(\omega T_3)^2]}}, \quad (19)$$

$$L'(\omega) = 20\ \lg A'(\omega) = 20\ \lg K + 20\ \lg\sqrt{1 + (\omega T_1')^2} + 20\ \lg\sqrt{1 + (\omega T_2')^2} - 20\ \lg\sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20\ \lg\sqrt{1 + (\omega T_3)^2}$$

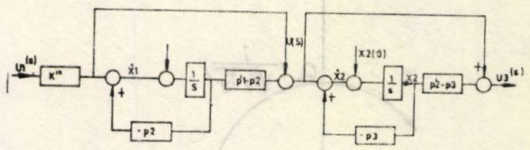


Fig. 6. Schema-bloc a întreruptorului, considerînd ca mărime de intrare tensiunea u_1 şi ca mărime de ieşire tensiunea u_3.

Se construieşte caracteristica amplitudine-frecvenţă conform figurii 5, după explicitarea funcţiei $L'(\omega)$ şi avînd în vedere că $\frac{1}{T_3} > \frac{1}{T_1} > \frac{1}{T_2} > \frac{1}{T_2'}$.

Analiza stabilităţii sistemului care modelează întreruptorul. Stabilitatea sistemului se studiază cu ajutorul criteriului Mihailov [2]. Pentru ca un sistem care are funcţia de transfer în circuit închis:

$$H_v(s) = \frac{M(s)}{L(s)} = \frac{b^ns^n + b^{n-1}s^{n-1} + \ldots + b_1s + b_0}{a^ns^n + a^{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1s + a_0}, \quad (20)$$

să fie stabil, hodograful $L(j\omega)$ trebuie să pornească din $-a_0 > 0$:

$$-a_1 = \left.\frac{dQ_L(\omega)}{d\omega}\right|_{\omega=0} > 0, \quad (21)$$

$$O = \omega_0 < \omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4 \ldots,$$

unde:

$P_L(\omega) = 0$, rezultă:

$\omega = \omega_1,\ \omega_3,\ \omega_5,\ \omega_7, \ldots,$

$Q_L(\omega) = 0$, rezultă:

$\omega = \omega_0 = 0,\ \omega_2, \omega_4, \omega_6, \ldots,$

adică să parcurgă un număr de n cadrane în sens trigonometric.

Fie:

$$H_v(s) = \frac{M(s)}{L(s)} = \frac{K(1 + sT_1)^2}{(1 + sT_2)(1 + sT_3)}, \quad (22)$$

$$a_0 = 1 > 0; \quad a_1 = T_2 + T_3 > 0,$$

$$L(s) = 1 + T_2 s + T_3 s + T_2 T_3 s^2,$$

$$L(j\omega) = 1 - \omega^2 T_2 T_3 + j\omega(T_2 + T_3) =$$

$$= P_L(\omega) + jQ_L(\omega). \qquad (23)$$

Prin identificare rezultă:

$$P_L(\omega) = 1 - \omega^2 T_2 T_3,$$

$$Q_L(\omega) = \omega(T_2 + T_3). \qquad (24)$$

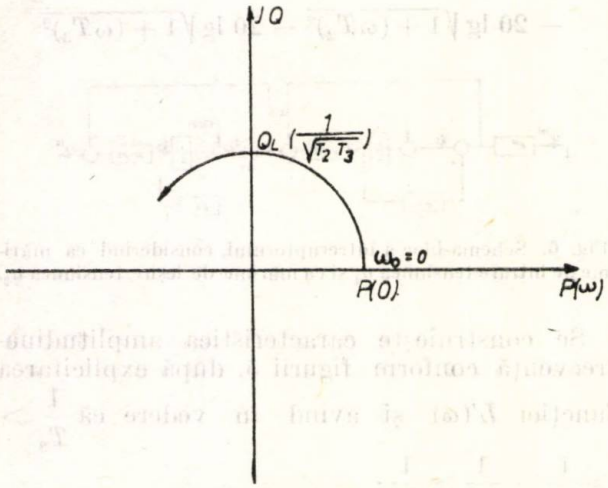


Fig. 7. Hodograful $L(j\omega)$.

Făcînd:

$Q_L(\omega) = 0$, rezultă: $\omega_0 = 0$

$P_L(\omega) = 0$, rezultă:

$$\omega_{1,3} = \pm \frac{1}{\sqrt{T_2 T_3}},$$ reținînd numai

soluția pozitivă se observă că, $\omega_0 = 0 < \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{T_2 T_3}}$, este îndeplinită condiția de stabilitate, constantele de timp fiind pozitive.

Procedînd analog se poate constata că și sistemul descris de funcția de transfer (14), cînd mărimea de intrare este u_1 și mărimea de ieșire este tensiunea pe prima cameră de stingere u_3 este stabil.

Date de proiectare

Se vor utiliza caracteristicile logaritmice de frecvență pentru a determina un optim pentru rezistența R, astfel încît să se obțină repartiții uniforme ale tensiunilor tranzitorii de restabilire. Pentru frecvența proprie a tensiunii tranzitorii de restabilire la 220 kV, de 1 200 Hz, cum rezultă din figura 5, amplificarea tensiunii de comandă este aceeași pentru cele două camere de stingere extreme în domeniul:

$$\omega < \frac{1}{T_2'},$$

de unde rezultă:

$$R < 1{,}087 \cdot 10^6\,\Omega.$$

Pentru a determina repartiția tensiunii tranzitorii de restabilire pe camerele de stingere, se calculează:

$$L(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg K,$$

$$\text{pentru } \omega < \frac{1}{T_2}, \qquad (25)$$

$$L'(\omega) = \frac{U_3}{U_1} = 20 \lg K,$$

Cunoscînd că $L(\omega) = 20 \lg A(\omega)$, rezultă:

$$A(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = 0{,}25; \quad A'(\omega) = \frac{U_3}{U_1} = 0{,}25. \qquad (26)$$

Așadar, pentru $f = 1\,200$ Hz, șuntînd camerele de stingere cu cîte o rezistență $R < 1\,087\ k\Omega$, se obține o repartiție perfect unifomă a tensiunii de restabilire pe cele patru camere de stingere ale unui întreruptor de 220 kV, pe fiecare cameră repartizîndu-se 25% din tensiunea tranzitorie u_1.

Scheme echivalente, funcții de transfer, reprezentări grafice pentru cazul șuntării fiecărei camere de stingere cu cîte o capacitate C_d. Cu ajutorul schemei electrice echivalente din figura 8, se calculează funcția de transfer:

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{2(C_1 + C_d)^2}{C_2^2 + 8(C_1 + C_d)^2 + 6C_2(C_1 + C_d)}. \qquad (27)$$

Prin înlocuirea valorilor lui C_1 și C_2, se obține:

$$H(C_d) = \frac{(C_d + 20)^2}{4(C_d + 35)(C_d + 50)}. \qquad (28)$$

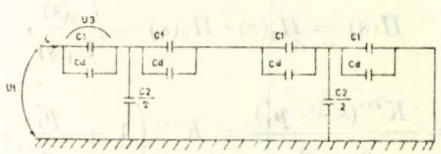


Fig. 8. Schema echivalentă a unui întreruptor de 220 kV avînd camerele de stingere șuntate cu cîte o capacitate (C_d).

În mod analog se determină funcția de transfer,

$$H(s) = \frac{U_3(s)}{U_1(s)} = \frac{4C_2(C_1 + C_d) + C_2^2 + 2(C_1 + C_d)^2}{C_2^2 + 8(C_1 + C_d)^2 + 6C_2(C_1 + C_d)}. \qquad (29)$$

Înlocuind valorile lui C_1 și C_2, rezultă:

$$H(C_d) = \frac{C_d^2 + 160\,C_d + 4\,600}{4(C_d + 35)(C_d + 50)}. \qquad (30)$$

Variaţia acestor funcţii de transfer (fig. 9), în raport cu capacitatea C_d, pentru domeniul capacităţilor de şuntare pozitive, scoate în evidenţă faptul că ambele funcţii au drept asimptotă orizontală dreapta $\lim_{C_d \to \infty} H(C_d) = \frac{1}{4} = 0{,}25$.

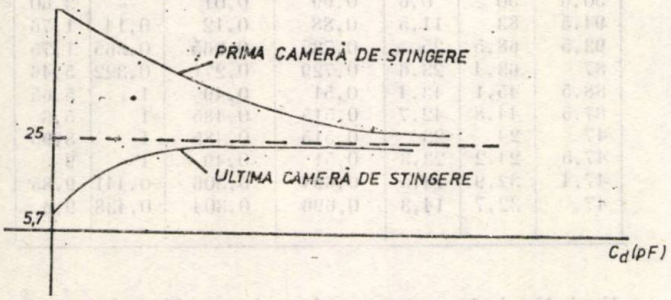


Fig. 9. Variaţia repartiţiei tensiunii tranzitorii de restabilire pe camerele de stingere.

Tabelul 1

C_d [pF]	Tensiunea pe prima cameră U_3/U_1 [%]	Tensiunea pe ultima cameră U_2/U_1 [%]
0	65,7	5,7
800	27,1	23,68

Din tabelul şi figura de mai sus se observă că prin utilizarea divizoarelor capacitive de tensiune pentru şuntarea camerelor de stingere, nu se obţine o repartiţie perfect uniformă pe cele 4 camere, ca în cazul utilizării divizoarelor rezistive dar se poate obţine o uniformizare satisfăcătoare a repartiţiei tensiunii crescînd capacitatea C_d în domeniul sutelor de pF.

2. Determinarea experimentală a repartiţiei tensiunilor de restabilire şi tranzitorii de restabilire, într-un laborator de mare putere

Schema de măsurare. Experimentările au fost efectuate în Laboratorul de mare putere (LMP) al CCSIT—Electroputere pe un întreruptor de tip IO—110 kV/1 600 A cu poli dispuşi în V la încercarea de scurtcircuit monofazat la borne, schema şi metoda de măsurare făcînd obiectul unei invenţii a unui colectiv din cadrul LMP—CCSIT Electroputere.

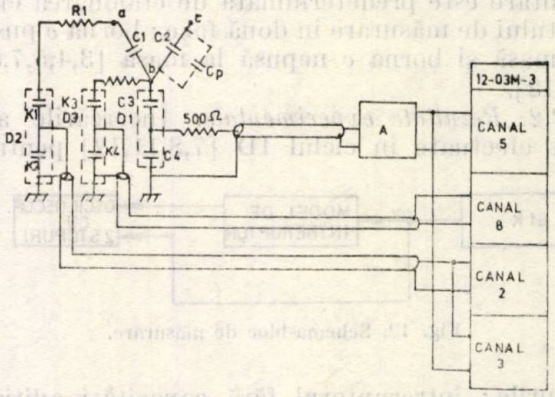


Fig. 10. Schema de măsurare a repartiţiei de tensiune în LMP : R1 = R2 = 500 Ω ; K1 = K3 = 400 pF/500 kV ; K2 = = K4 = 0,1 μF pentru tensiune la divizor de 10 kV ; K2 = K4 = 1μF pentru tensiune la divizor de 100 kV ordinea fenomenelor pe oscilograf : canal 1 — curent comanda deschidere ; canal 4 — curent de scurtcircuit ; canal 6— baza de timp ; canal 7 — curent comanda închidere ; canal 10 — tensiune de referinţă.

În figura 10 este prezentată schema de măsurare utilizată, unde : D_1 este divizorul de tensiune de construcţie specială care măsoară tensiunea camerei *bc*, cu ieşirea adaptată pe cablul de măsură C_m. Rezistenţa specială de

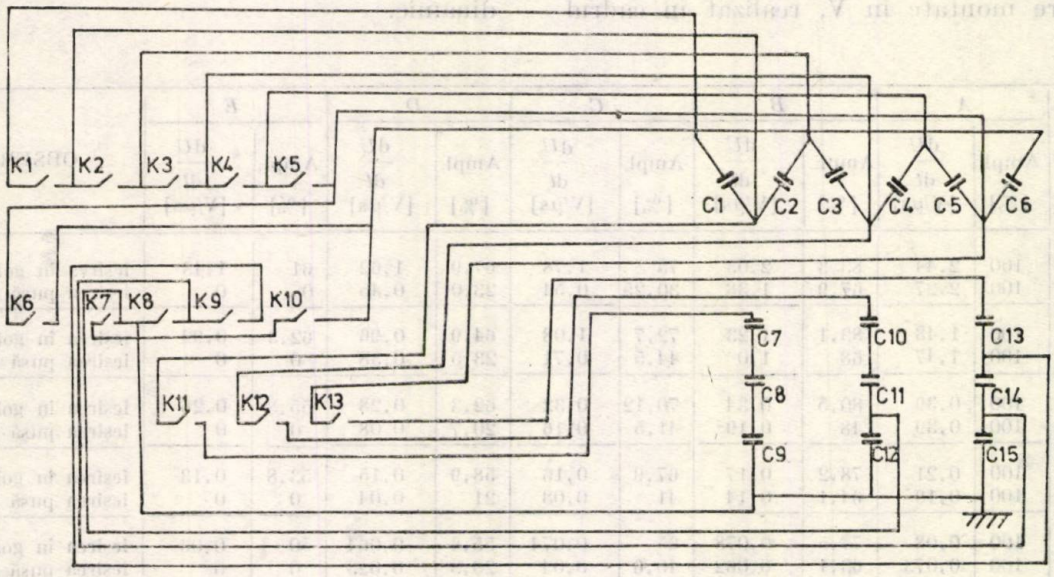


Fig. 11. Schema electrică a modelului fizic de izolaţie a unui întreruptor cu camere dispuse în V (110—220—400 kV).

adaptare de 500Ω este construită pe un inel de stecloaraldit; D_2 este un divizor clasic de tensiune, care, măsoară tensiunea aplicată pe întreruptor; C_m — cablul de măsurare de lungime 100 m, cu utilizare asimetrică în înregistrarea fenomenelor pe osciloscopul catodic tip 12 ОЭМ—3. Impedanța de intrare a amplificatorului A este de 7,7 MΩ, capacitatea de intrare $C = 60$ pF; coeficientul de amplificare maxim 25; banda de frecvență 5Hz—4kHz pentru o variație a amplificării sub 5%.

Fiecare încercare de comutație sau experimentare este predeterminată de etalonarea circuitului de măsurare în două faze: borna c pusă la masă și borna c nepusă la masă [3,4,5,7,8, 11,12].

2.2. Rezultate experimentale. Încercările au fost efectuate în ciclul ID [7,8,11,12] pentru

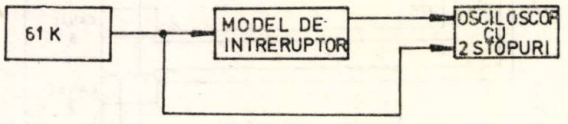


Fig. 12. Schema-bloc de măsurare.

cazurile: întreruptorul fără capacități adiționale; întreruptorul cu capacități adiționale de 800 pF și întreruptorul cu capacități adiționale de valoare mare (330 000 pF). Rezultatele sînt prezentate în tabelul 2, utilizînd notațiile: U_{c1} — tensiunea repartizată pe prima cameră; U_{c2} — tensiunea repartizată pe a doua cameră; U_{ap1} — tensiunea aplicată pe întreruptor; I_{sc} — curentul de scurtcircuit prin aparat.

Tabelul 2

U_{ap1} [kV]	U_{c1} [kV]	U_{c2} [kV]	$\frac{U_{c1}}{U_{ap1}}$	$\frac{U_{c2}}{U_{ap1}}$	$\frac{U_{c1}}{U_{c2}}$	I_{sc} [kV]
51	51	52	—	—	—	—
50,4	41,4	9	0,82	0,18	0,22	3,65
49,5	35,04	14,46	0,708	0,292	0,413	3,60
50,6	50	0,6	0,99	0,01	—	3,60
94,5	83	11,5	0,88	0,12	0,14	1,76
93,5	68,5	25	0,735	0,265	0,365	1,75
87	63,4	23,6	0,729	0,271	0,322	5,46
88,5	45,1	43,4	0,51	0,49	1	5,65
87,5	44,8	42,7	0,515	0,485	1	5,6
47	24	23	0,515	0,485	1	8,95
47,5	24,2	23,3	0,51	0,49	1	9
47,4	32,9	14,5	0,694	0,306	0,441	9,85
47	32,7	14,3	0,696	0,304	0,438	9,6

3. Determinarea experimentală a repartiției tensiunilor înalte utilizînd modelarea fizică

Date despre model. Modelul de izolație al unui întreruptor de înaltă tensiune cu camere de stingere montate în V, realizat în cadrul disciplinei de aparate electrice a Facultății de electrotehnică, include schemele electrice ale întreruptoarelor de clasă de izolație 110, 220 și 400 kV, schema electrică dorită obținîndu-se printr-o poziție adecvată de manevrare a comutatoarelor modelului [5]. Modelul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 11 permite culegerea și prin aceasta prelucrarea unui volum sporit de date experimentale referitoare la repartiția amplitudinilor tensiunilor și a gradienților de potențial pe elementele modelatoare ale întreruptorului, prin manevrare simplă, comodă, sugestivă (vizualizare repetitivă pe osciloscop).

Schema-bloc de măsurare este prezentată în figura 12, în care: GIR— reprezintă un generator de impulsuri repetate tip ITT și ITCC [13, 14], capabil să dea la ieșire, următoarele tipuri de unde de impuls: 1,2/50 μs; 5/100 μs; 100/1 500 μs și 250/2 500 μs. Repartiția tensiunilor pe camerele întreruptorului poate fi determinată și prin calcule clasice [3,4,5,6,7,8,12], prin transfigurarea schemelor electrice ale modelului și tratarea schemei echivalente în regim dinamic.

Tabelul 3

Tipul de undă T_1/T_2 [μs]	A		B		C		D		E		OBSERVAȚII
	Ampl. [%]	$\frac{dU}{dt}$ [V/μs]	Ampl. [%]	$\frac{dU}{dt}$ [V/μs]	Ampl. [%]	$\frac{dU}{dt}$ [V/μs]	Ampl. [%]	$\frac{dU}{dt}$ [V/μs]	Ampl. [%]	$\frac{dU}{dt}$ [V/μs]	
1,2/50	100	2,44	83,3	2,03	73	1,78	67,9	1,62	61	1,43	ieșirea în gol
	100	2,27	67,9	1,38	30,25	0,54	23,0	0,45	0	0	ieșirea pusă la masă
5/100	100	1,48	83,1	1,23	72,7	1,08	64,9	0,96	62,3	0,92	ieșirea în gol
	100	1,47	68	1,0	44,5	0,71	23,5	0,38	0	0	ieșirea pusă la masă
50/500	100	0,39	80,5	0,34	70,12	0,32	62,3	0,28	55,8	0,26	ieșirea în gol
	100	0,39	48	0,19	41,5	0,16	20,7	0,08	0	0	ieșirea pusă la masă
100/1500	100	0,21	78,2	0,17	67,9	0,16	58,9	0,15	53,8	0,13	ieșirea în gol
	100	0,19	64,1	0,14	41	0,08	21	0,04	0	0	ieșirea pusă la masă
250/2 500	100	0,08	77,5	0,078	65	0,074	55,6	0,064	50	0,06	ieșirea în gol
	100	0,073	63,1	0,062	40,6	0,04	20,3	0,023	0	0	ieșirea pusă la masă

3.2. *Rezultate experimentale.* În tabelul 3 sînt prezentate rezultatele determinărilor experimentale obținute cu ajutorul modelului de izolație pentru întreruptorul de 220 kV.

4. Concluzii

Solicitările dielectrice maxime ale întreruptoarelor de înaltă tensiune cu camere de stingere dispuse în V, determinate analitic cu ajutorul teoriei sistemelor și experimental în LMP și pe model fizic, scot în evidență caracterul puternic neliniar al repartiției tensiunilor în regim tranzitoriu și impun un calcul de optimizare al elementelor de șuntare a camerelor de stingere în vederea realizării unei repartiții cît mai uniforme.

Astfel, pentru un întreruptor de 220 kV se determină analitic valorile optime ale rezistențelor, respectiv ale capacităților de șuntare, totodată lucrarea prezentînd indicații privind utilizarea acestora.

Analiza rezultatelor experimentale din LMP pe un întreruptor de tip IO—110 kV/1 600 A scoate în evidență pe lîngă neliniaritatea repartiției tensiunii (70% pe prima cameră și 30% pe a doua), caracterul relativ uniform al repartiției tensiunii pentru o valoare a capacității de șuntare egală cu cea reieșită din calculele analitice de 800 pF. La utilizarea unei capacități foarte mari (330 000 pF) în paralel pe a doua cameră de stingere, tensiunea se repartizează numai pe prima cameră.

Din rezultatele experimentale obținute pe model se observă influența frecvenței asupra repartiției tensiunii în regim tranzitoriu. Cu cît frecvența este mai mare, cu atît fenomenul repartiției va fi mai neliniar, solicitarea camerei de stingere fiind mai mare.

Solicitarea primei camere de stingere este mult mai mare decît a celorlalte, atît datorită unei repartiții de amplitudine mai mari (63—83%), cît și datorită gradientului de potențial mare, care pentru celelalte camere înseriate se micșorează cu creșterea numărului de camere (58 % pentru ultima cameră de stingere).

Repartiția tensiunii mai este puternic influențată de schema de încercare, impunîndu-se ca la calculele și experimentările efectuate în vederea determinării solicitărilor dielectrice ale întreruptoarelor de înaltă tensiune, ieșirea întreruptorului (ultima cameră) să fie pusă efectiv la masă.

Bibliografie

[1] *Marin, C.* Teoria sistemelor și reglarea automată, exemple de stabilire a modelelor matematice pentru obiecte și sisteme fizice, Reprografia Universității din Craiova, 1979.

[2] *Dumitrache, I.* Tehnica reglării automate, Editura didactică și pedagogică, București, 1980.

[3] *Curcanu, G.* Studii și experimentări privind repartiția tensiunii de restabilire la întreruptoarele de înaltă tensiune cu mai multe elemente de rupere, Revista sesiunii de comunicări tehnico-științifice, „Electroputere", 16 noiembrie, 1979, Craiova.

[4] *Tușaliu, P., Curcanu, G.* Studii și experimentări privind repartiția supratensiunilor atmosferice și de comutație în regim de impuls și a tensiunilor de restabilire și tranzitorii de restabilire în regim de scurtcircuit monofazat la borne pe întreruptoare de înaltă tensiune cu mai multe elemente separate. A 4-a sesiune de comunicări și referate tehnico-științifice IRE Suceava, 1980.

[5] *Tușaliu, P., Dinu, I.* Echipament pentru studiul repartiției tensiunilor și gradienților de potențial pe modelul unui întreruptor de înaltă tensiune. Revista de comunicări a sesiunii, 16 noiembrie 1979, „Electroputere", Craiova.

[6] *Philippovich, G.* Voltage distribution and dielectric strength test of 400 kV circuit breakers and isolators, GANZ, G. SZAM, Budapest, 1967.

[7] *Iacobescu, Gh.* Rețele și sisteme electrice, București, E.D.P., 1979.

[8] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice, E.D.P., 1967, Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune, București, Ed. tehnică, 1965.

[9] *Herșcovici, B.* Tehnologia de fabricație a aparatelor electrice, Reprografia Universității din Craiova, 1979.

[10] *Preda, M., Cristea, P., Manea, S.* Bazele electrotehnicii — probleme, București, E.D.P., 1980.

[11] *Máthé, B.*, ș.a. Încercarea aparatelor electrice. București, Ed. tehnică, 1976,

[12] *Herșcovici, B.* Teoria și încercarea aparatelor electrice. Reprografia Universității din Craiova, 1976.

[13] *Opran, Gh., Tușaliu, P.* Încercări la înaltă tensiune. Prescripții generale, STAS 6669/1/77.

[14] *Tușaliu, P., Opran, Gh.* Încercări la înaltă tensiune. Metode de încercare, STAS 6669-2/77.

[15] *Calvino, B.* ș.a. Quelques aspects des constraintes supporteés par les disjouncteurs HT a la coupure d'un courtcircuit. CIGRE, Sesion de 1974, 21—29 Août.

[16] *Riscaldina, G., Villa, V.* Experimental investigation an the unit-test method for resting multichamber circuitbreakers. În: IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, PAS 97, no. 4, July/Aug. 1978.

[17] *Kobayashi, A.* ș.a. Measurement of voltage distribution phenomena in SF_6 single presure circuit breaker, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS—97, no. 4, July/Aug., 1978.

CZ 621.361.5 : 621—23

MECANISM DE ACȚIONARE ÎNTRERUPTOARE

Calculul cinematic și energetic pentru un întreruptor de înaltă tensiune cu mecanism de acționare tip „Cruce de Malta"

RADU CHELARU, TATIANA BĂLĂȘOIU * — CRAIOVA

Introducere

Mecanismul pentru acționarea întreruptoarelor de înaltă tensiune [1,2], prevăzut cu sistem de roți dințate, transmisii prin lanțuri, roți cu curele trapezoidale, came, clicheți și pîrghii, conduce la dezavantaje prin gabarite mari.

Mecanismul tip „Cruce de Malta" [3], cunoscut de altfel, este un mecanism de transmisie intermitentă a mișcării de rotație, însă nu se cunoaște niciun precedent în care acesta face parte din ansamblul dispozitivului de acționare a întreruptoarelor.

În cadrul soluției propuse în lucrarea de față, mecanismul asigură transmiterea numai într-un sens a cuplului motor de rotație necesar tensionării resoartelor dispozitivului de acționare a întreruptoarelor de înaltă tensiune prin includerea elementului condus al sistemului „Cruce de Malta", direct pe butucul axului principal, zăvorîrea de la finele curselor de armare, respectiv închidere, fiind realizate cu ajutorul unor clicheți.

1. Realizarea fizică a mecanismului de acționare

Se prezintă în continuare, un exemplu de realizare a unui întreruptor de înaltă tensiune. cu mecanism tip „Cruce de Malta".

Procesul de închidere a întreruptorului de înaltă tensiune se desfășoară astfel : pe elementul conducător *1*, se aplică cuplul de rotație necesar tensionării resortului de închidere *6*, fie manual, fie cu ajutorul unui dispozitiv de acționare cu sensul de rotație *A*.

În acest moment începe acroșarea elementului condus *2*, de către știfturile *3* ale elementului conducător, realizîndu-se deplasarea comună a elementelor *1,2,3*, fapt ce duce la tensionarea resortului de închidere *6*.

În momentul în care pintenul de zăvorîre *18* al butucului *4* ajunge sub clichetul de zăvorîre *16*, încetează aplicarea cuplului motor de rotație și resortul rămîne tensionat, deci întreruptorul armat (fig. 2), datorită resortului de zăvorîre *9*, care nu permite deplasarea clichetului *16* în sensul eliberării pintenului *18*.

Comanda de închidere se realizează fie manual, cu ajutorul butonului *14*, fie automat, cu electromagnetul de închidere *15*, prin aceasta

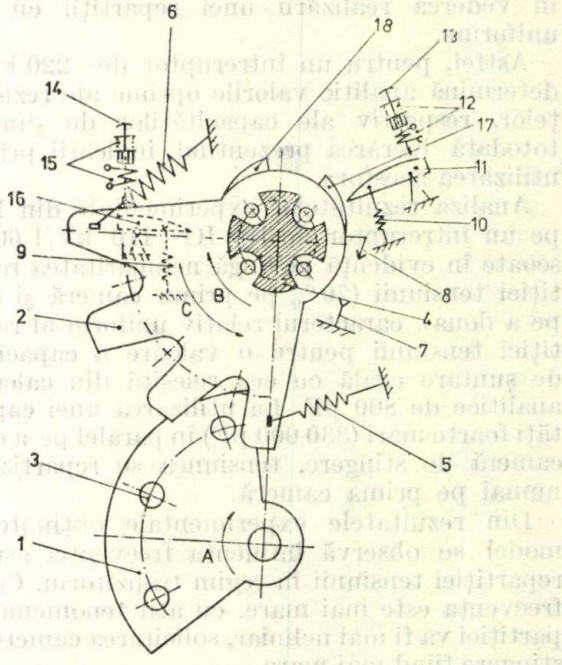


Fig. 1. Întreruptor deschis : resort închidere detensionat, resort deschidere detensionat. Notații: *1* — element conducător ; *2* — element condus ; *3* — știft ; *4* — butuc (ax principal al întreruptorului) ; *5* — resort deschidere ; *6* — resort închidere ; *7* — contact fix ; *8* — contact mobil ; *9* — resort zăvorîre pe poziția armat ; *10* — resort zăvorîre pe poziția închis ; *11* — clichet zăvorîre pe poziția închis ; *12* — electromagnet de deschidere ; *13* — buton de deschidere ; *14* — buton de închidere ; *15* — electromagnet de închidere ; *16* — clichet zăvorîre pe poziția armat ; *17* — pinten zăvorîre la închidere ; *18* — pinten zăvorîre la armare ; *A* — sens de rotație pentru tensionarea resortului de închidere ; *B* — sens de rotație la închiderea întreruptorului ; *C* — sens de rotație la deschiderea întreruptorului.

fiind acționat clichetul *16* în sensul indicat de săgeată, eliberîndu-se pintenul *18*.

În momentul eliberării pintenului *18*, resortul de închidere *6* pune în mișcare comună de rotație elementul condus *2*, butucul *4* și împreună cu acesta contactul mobil *8*, realizîndu-se închiderea întreruptorului (fig. 3) și tensionarea resortului de deschidere *5*.

Prin pintenul *17* cu ajutorul clichetului *11* și resortului *10* se realizează zăvorîrea pe poziția închis a întreruptorului.

* Intrepr. de utilaj greu — Craiova

Pentru deschiderea întreruptorului, se acționează în sensul indicat, prin intermediul electromagnetului *12* sau al butonului *13*, clichetul *11*, care va permite eliberarea pintenului *17* și deci,

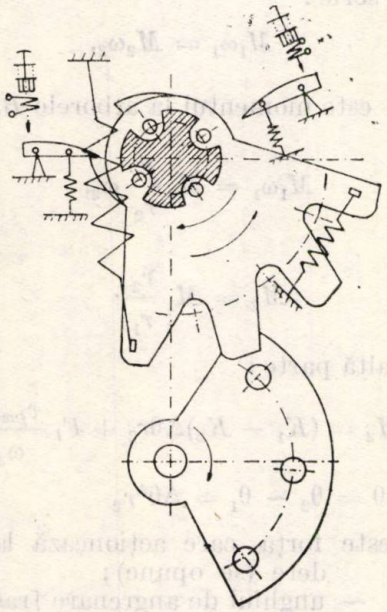


Fig. 2. Întreruptor armat: resort închidere tensionat, resort deschidere detensionat.

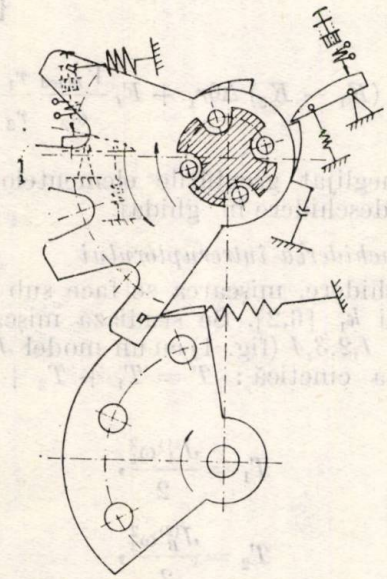


Fig. 3. Întreruptor închis: resort închidere detensionat, resort deschidere tensionat.

acțiunea resortului de deschidere *5*, ce va readuce întreruptorul în poziția deschis (fig. 1).

2. Elemente de calcul

2.1. *Calculul mecanismului la deschidere*

Angrenajul format de cama cu role și „Crucea de Malta" nu funcționează cu raport de transmitere constant, deci viteza unghiulară ω_2 a „Crucii de Malta" va fi variabilă.

La deschidere se consideră o viteză unghiulară $\omega_{2med} = \omega_2$, procesul de deschidere reducîndu-se la un calcul cinematic pentru alegerea motorului electric de acționare [4,5].

Raportul de transmitere mediu între cama *1* și „Crucea de Malta" *2* este:

$$i_{1-2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_2}{r_1}, \tag{1}$$

de unde:

$$\omega_{2med} = \omega_2 = \omega_1 \frac{r_1}{r_2}. \tag{2}$$

Pentru determinarea vitezei de deschidere V_D, problema se reduce la cinematica mecanismului din figura 4.

Se poate scrie:

$$r \cos \theta + l \cos \psi = h. \tag{3}$$

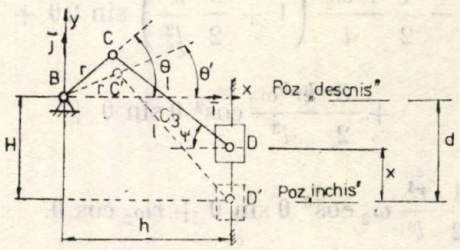


Fig. 4. Mecanismul pentru studiul cinematic.

Pe de altă parte:

$$x = H - (l \sin \Psi - r \sin \theta), \tag{4}$$

dar:

$$\cos \psi = \frac{h}{l} - \frac{r}{l} \cos \theta,$$

din care:

$$\sin \psi = \sqrt{1 - \left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l} \cos \theta\right)^2}. \tag{5}$$

Deoarece: $\frac{r}{l} < 1$ rezultă că $\left|\frac{r}{l} \cos \theta\right| < 1$ și deci seria binominală (5) este convergentă. Dezvoltînd:

$$\sin \psi = 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l} \cos \theta\right)^2 -$$

$$- \frac{1}{8}\left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l} \cos \theta\right)^4 -$$

$$- \frac{1}{16}\left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l} \cos \theta\right)^6 + \ldots, \tag{5'}$$

oprind dezvoltarea la primii trei termeni, efectuînd operaţiile şi înlocuind în relaţia (4) se obţine:

$$x = H - l + \frac{1}{2}\frac{h^2}{l} + \frac{1}{8}\frac{h^4}{l^3} - \frac{hr}{l}\cos\theta\left(1 + \frac{1}{2}\frac{h^2}{l^2}\right) + \frac{1}{2}\frac{r^2}{l}\cos^2\theta\left(1 + \frac{3}{2}\frac{h^2}{l^2}\right) - \frac{1}{2}\frac{hr^3}{l^3}\cos^3\theta - \frac{1}{8}\frac{r^4}{l^3}\cos^4\theta + r\sin\theta. \quad (6)$$

Viteza punctului D va fi deci:

$$v_D = \dot{x} = \frac{hr}{l}\omega_2\sin\theta\left(1 + \frac{1}{2}\frac{h^2}{l^2}\right) - \frac{1}{2}\frac{r^2\omega_2}{l}\left(1 + \frac{3}{2}\frac{h^2}{l^2}\right)\sin 2\theta + \frac{3}{2}\frac{hr^3\omega_2}{l^3}\cos^2\theta\sin\theta + \frac{1}{2}\frac{r^4}{l^3}\omega_2\cos^3\theta\sin\theta + r\omega_2\cos\theta. \quad (7)$$

Fie θ_1 — poziţia lui BC corespunzătoare poziţiei „închis", iar θ_2 — poziţia lui BC corespunzătoare poziţiei „deschis".

Viteza medie în cursa de deschidere:

$$v_{D\text{med}}^{(d)} = \frac{1}{\theta_1 - \theta_2}\int_{\theta_1}^{\theta_2} v_D(\theta)\,d\theta. \quad (8)$$

Calculînd, se obţine:

$$v_{D\text{med}}^{(d)} = \frac{1}{\theta_2 - \theta_1}\left[\frac{hr}{l}\omega_2\left(1 + \frac{1}{2}\frac{h^2}{l^2}\right)(\cos\theta_1 - \cos\theta_2) - \frac{1}{4}\frac{r^2\omega_2}{l}\left(1 + \frac{3}{2}\frac{h^2}{l^2}\right)\cdot(\cos 2\theta_1 - \cos 2\theta_2) + \frac{1}{2}\frac{hr^3\omega_2}{l^3}(\cos^3\theta_1 - \cos^3\theta_2) + \frac{1}{8}\frac{r^4}{l^3}\omega_2(\cos^4\theta_1 - \cos 4\theta_2) + r\omega_2(\sin\theta_2 - \sin\theta_1). \quad (9)$$

Fie t_D — timpul de deschidere. Se poate scrie:

$$t_D = \frac{d}{v_{D\text{med}}^{(d)}}. \quad (10)$$

Ca problemă de acţionare la deschidere se pune problema armării resortului (k_1).

Fie M_1 momentul la arborele A. Neglijînd pierderea de putere în angrenajul cu bolţuri, se poate scrie:

$$M_1\omega_1 = M_2\omega_2, \quad (11)$$

unde M_2 este momentul la arborele B.

Deci:

$$M_1\omega_1 = M_2\frac{r_1}{r_2}\omega_2,$$

adică:

$$M_2 = M_1\frac{r_2}{r_1}. \quad (12)$$

Pe de altă parte:

$$M_2 = (K_1 - K_2)\Delta\theta r_2 + F_I\frac{v_{D\text{med}}}{\omega_2},$$

unde: $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1 = \Delta\theta^* r_2$

F_I este forţa care acţionează la deschidere (se opune);

$\Delta\theta^*$ — unghiul de angrenare [rad];

k_1, k_2 — constantele de elasticitate ale resoartelor de închidere, respectiv de deschidere, exprimate în $\left[\frac{N}{m}\right]$.

Deci:

$$M_1 = (K_1 - K_2)\Delta\theta r_1 + F_I\frac{V_{D\text{med}}}{\omega_2}\frac{r_1}{r_2}. \quad (13)$$

S-au neglijat greutăţile elementelor şi frecările la deschidere în ghidaj.

2.2. Închiderea întreruptorului

La închidere, mişcarea se face sub acţiunea resortului k_1 [6,2]. Se studiază mişcarea elementelor *1,2,3,4* (fig. 1) cu un model $J_{\text{red}}(M_{\text{red}})$.

Energia cinetică: $T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4$, în care:

$$T_1 = \frac{J_A^{(1)}\omega_1^2}{2}, \quad (14)$$

$$T_2 = \frac{J_B^{(2)}\omega_2^2}{2}, \quad (15)$$

$$T_3 = \frac{J_{C3}^{(3)}\omega_3^2}{2} + \frac{m_3 v_{C3}^2}{2}, \quad (16)$$

$$T_4 = \frac{m_4 v_D^2}{2}. \quad (17)$$

S-a notat:

$J_A^{(1)}$ — momentul de inerţie al camei *1* în raport cu axul A, kgm²;

$J_B^{(2)}$ — momentul de inerţie al „Crucii de Malta" 2, în raport cu axul B;

$J_A^{(1)}$ și $J_B^{(2)}$ se determină sau prin calcul, sau experimental cu metoda pendulării:

$$J_{C3}^{(3)} = \frac{m_3 l_{CD}^2}{12} \text{ [kgm}^2\text{]};$$

m_3 — masa elementului 3;

m_4 — masa elementului 4;

$$\omega_2 = \dot{\theta};$$

$$\omega_1 = \omega_2 \frac{r_2}{r_1} = \frac{r_2}{r_1}\dot{\theta};$$

$$\omega_3 = \dot{\psi} = -\frac{\omega_2}{\sqrt{1-\left(\frac{h}{l}-\frac{r}{l}\cos\theta\right)^2}}\frac{r}{l}\sin\theta, \tag{18}$$

$$\omega_3 = -\frac{r\sin\theta}{\sqrt{1-\left(\frac{h}{l}-\frac{r}{l}\cos\theta\right)^2}}\dot{\theta} = F(\theta)\dot{\theta}. \tag{19}$$

Oprind numai primii doi termeni din relația (7):

$$v_D(\theta) = x = \Phi(\theta)\,\dot{\theta},$$

unde:

$$\Phi(\theta) = \frac{hr}{l}\sin\theta\left(1+\frac{1}{2}\frac{h^2}{l^2}\right) - \frac{1}{2}\frac{r^2\omega_2}{l}\left(1+\frac{3}{2}\frac{h^2}{l^2}\right)\sin 2\theta + r\cos\theta. \tag{20}$$

Se poate scrie:

$$\bar{v}_C = (\dot{\theta}\bar{k}) \times (r\cos\theta\bar{i} + r\sin\theta\bar{J}) = r\dot{\theta}\cos\theta\bar{J} - r\dot{\theta}\sin\theta\bar{i} \tag{21}$$

$$\bar{v}_{C3} = \bar{v}_C + \omega_3 \times CC_3 = \dot{\theta}\left\{\left[F(\theta)\left(\frac{l}{2}\sin\theta - r\sin\theta\right) - r\sin\theta\right]\bar{i} + \left[F(\theta)\frac{1}{2}(h - r\cos\theta) - r\cos\theta\right]\bar{J}\right\}. \tag{22}$$

Energia cinetică este deci:

$$T = \frac{\dot{\theta}^2}{2}G(\theta), \tag{23}$$

unde:

$$G(\theta) = J_A^{(1)}\frac{r_2^2}{r_1^2} + J_3^{(2)} + J_{C3}^{(3)}\frac{r^2\sin^2\theta}{l\left[1-\left(\frac{h}{l}-\frac{r}{l}\cos\theta\right)^2\right]} + m_3F(\theta)\left(\frac{l}{2}\sin\theta - r\sin\theta\right) - r\sin\theta]^2 + \left[\frac{F(\theta)}{2}(h - r\cos\theta) - r\cos\theta\right]^2\Bigg\} + m_4[\Phi(\theta)]^2. \tag{24}$$

Momentul de inerție redus, rezultă din:

$$T = \frac{1}{2}J_{red}(\theta)\dot{\theta}^2. \tag{25}$$

Deci:

$$J_{red}(\theta) = G(\theta). \tag{26}$$

Momentul redus este:

$$M_{red}(\theta) = (K_1 - K_2)\,r_2\cdot\theta - F_{II}\,\Phi(\theta), \tag{27}$$

unde F_{II} — forța antagonistă care se opune la restabilirea contactului.

Ecuația de mișcare a modelului:

$$\frac{J_{red}(\theta)\dot{\theta}^2}{2} = M_{red}(\theta), \tag{28}$$

de unde:

$$\dot{\theta} = \sqrt{\frac{2M_{red}(\theta)}{J_{red}(\theta)}}, \tag{29}$$

sau:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{2(K_1 - K_2)r_2\theta - 2F_{II}\,\Phi(\theta)}{G(\theta)}}. \tag{29'}$$

Relația (29') permite calculul vitezei V_D la închidere, deoarece $V_D = \dot{\theta}\cdot\Phi(\theta)$.

Deci:

$$v_D(\theta) = \Phi(\theta)\sqrt{\frac{2(K_1 - K_2)r_2\theta - 2F_{II}\Phi(\theta)}{G(\theta)}}. \tag{30}$$

Viteza medie la închidere:

$$v_{Dmed}^{(f)} = \frac{1}{\theta_2 - \theta_1}\int_{\theta_1}^{\theta_2}\Phi(\theta)\sqrt{\frac{2(K_1-K_2)r_2\theta - 2F_{II}\,\Phi(\theta)}{G(\theta)}}. \tag{31}$$

Se poate face un calcul aproximativ al timpului de închidere (deşi pentru un întreruptor, mult mai importantă este valoarea timpului de deschidere, direct implicată în fenomenele care însoţesc stingerea arcului electric):

$$t_i = \frac{d}{v_{Dmed}^{(i)}}. \tag{32}$$

Calculul exact al timpului de închidere se face astfel:

$$t_i = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{dx}{v_D(\theta)}, \tag{33}$$

$$x = H - \left[l\sqrt{1 - \left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l}\cos\theta\right)^2} - r\sin\theta \right]. \tag{34}$$

Înlocuind $\dot{x}$ în relaţia (33), se obţine:

$$t_i = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{r\sin\theta\left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l}\cos\theta\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{h}{l} - \frac{r}{l}\cos\theta\right)^2}} - r\cos\theta \Bigg/ \Phi(\theta)\sqrt{\frac{2(K_1 - K_2)r_2\theta - 2F_{II}\Phi(\theta)}{G(\theta)}}. \tag{35}$$

Unghiurile θ_1 şi θ_2 se cunosc cînd se impune distanţa d din considerente de gabarit.

Calculul numeric al integralei din relaţia (35), se poate face utilizînd formula Euler — Maclaurin. Notînd cu $f(\theta)$ funcţia de integrat, se poate scrie:

$$t_i = \int_{\theta_1}^{\theta_2} f(\theta)\,d\theta = h\left[\frac{1}{2}f(\theta_1^0) + f(\theta_1^1) + \ldots + f(\theta_1^{n-1})\right] - \sum_{k=1}^{m} \frac{B_{2k}}{(2k)!} h^{2k}[f^{(2k-1)}(\theta_2) - f^{(2k-1)}(\theta_1)] + R_{2m}, \tag{36}$$

în care:

$$h = \frac{\theta_2 - \theta_1}{n};$$

n — numărul de diviziuni ale intervalului $[\theta_1, \theta_2]$;

B_{2k} — numerele lui Bernoulli de indice par, calculabile cu următoarea relaţie de recurenţă:

$$(B+1)^n - B^n = 0;\ B^n = B_n,$$

R_{2m} — restul de ordinul m, calculabil cu relaţia:

$$R_{2m} = -nh^{2m+3}\frac{B_{2m+2}}{(2m+2)!}f^{(2m+2)}(\xi), \tag{37}$$

cu:

$$\xi \in (\theta_1, \theta_2).$$

Rangul m pînă la care se calculează, poate fi ales în funcţie de precizia cerută pentru calculul timpului de închidere.

3. Concluzii

Mecanismul prezentat are avantajul că asigură:

— transmiterea numai într-un singur sens a cuplului motor de rotaţie necesar tensionării resoartelor dispozitivului de acţionare a întreruptoarelor de înaltă tensiune;

— condiţiile unor dimensiuni de gabarit reduse, prin aşezarea sistemului „Cruce de Malta", chiar pe axul principal al întreruptorului de înaltă tensiune;

— condiţiile unei scheme cinematice simple, uşor de tipizat, fiabilă.

Calculul cinematic şi dinamic al mecanismului, corelat cu cele două procese — de închidere şi de deschidere a întreruptorului — poate fi folosit:

— fie la dimensionarea elementelor, impunîndu-se anumite performanţe pentru sistemul de acţionare;

— fie la calculul timpilor de răspuns (de închidere şi de deschidere) în cazul acţionării unui sistem ale cărui dimensiuni sînt impuse.

Analiza dinamică a sistemului de acţionare conduce la rezultate destul de exacte, cu toate că nu utilizează relaţii de calcul complicate, eroarea fiind permanent controlabilă.

De asemenea, metodica de calcul prezentată, poate fi aplicată mai multor tipuri de întreruptoare (diferite prin dimensiunile sistemului de acţionare) pentru determinarea timpilor de răspuns, printr-un algoritm programabil pe calculatorul numeric.

Bibliografie

[1] *Popescu, I., Buculei, M.* Contribuţii la calculul mecanismelor întreruptoarelor de înaltă tensiune. În: EEA Electrotehnica, 23, nr. 3, 1975, p. 136—141.

[2] *Popescu, I., Buculei, M.* Contribuţii la stabilirea unei metodologii de analiză a mecanismelor unor întreruptoare. Comunicare la Sesiunea Universităţii din Craiova şi GUAMEC, dec 1971.

[3] *Chelaru, R., Herşcovici, B.* Mecanism sistem „Cruce de Malta" aplicat la dispozitivul de acţionare a întreruptoarelor de înaltă tensiune. În: EEA Electrotehnica, 28, nr. 7, 1980, p. 320—322.

[4] *Buculei, M.* Contribuţii la analiza cinematică a mecanismelor plane folosind calculul matriceal. În: IFToMM International Symposium on linkages and computer design methods, Bucharest, 1973, **vol. A**, A 16, p. 204—217.

[5] *Popescu, I.* Proiectarea mecanismelor plane, Editura „Scrisul românesc", Craiova, 1977.

[6] *Popescu, I., Buculei, M., Herşcovici, B.* Analiza regimului dinamic la conectarea mecanismului de acţionare a unor separatoare de putere de înaltă tensiune. În: lucrările celei de-a III-a Conferinţe a electricienilor, Bucureşti, 21—23 sept 1972, p. 15

CZ 631.317:538.632

PLĂCUȚE SEMICONDUCTOARE
CÎMP MAGNETIC

O nouă metodă de determinare a rezistivității plăcuțelor semiconductoare de formă oarecare în cîmp magnetic

IOAN VETREȘ * — TIMIȘOARA

1. Introducere

Determinarea rezistivității electrice a plăcuțelor semiconductoare situate într-un cîmp magnetic uniform și transversal prezintă importanță atît pentru rezolvarea problemei cîmpului electric din acestea, cît și pentru studiul comportării traductoarelor Hall și magnetorezistive ca elemente de circuit electric. Ambele probleme prezintă interes în proiectarea și dimensionarea dispozitivelor galvanomagnetice ce au o largă răspîndire în ultimul timp în tehnica măsurărilor și automatizărilor.

O metodă de determinare a rezistivității materialelor semiconductoare omogene și izotrope în absența cîmpului magnetic frecvent menționată în literatura de specialitate este cea elaborată de Van der Pauw [1].

Avantajul metodei constă în faptul că se referă la plăcuțe de formă oarecare prevăzute

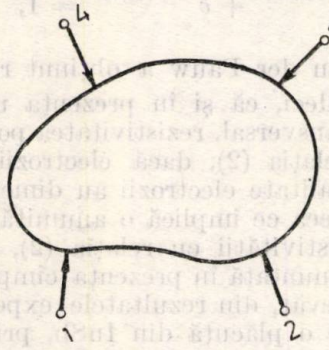


Fig. 1. Plăcuță de formă arbitrară.

cu patru electrozi filiformi așezați arbitrar pe periferia plăcuțelor semiconductoare (fig. 1). Contactul electrod-placă se realizează pe toată grosimea h a acesteia, astfel că în plăcuță se stabilește un cîmp electrocinetic plan-paralel. Pentru determinarea rezistivității materialului semiconductor se măsoară diferența de potențial între electrozii *3—4*, atunci cînd se stabilește în plăcuță un curent electric constant în timp prin electrozii *1—2* și, respectiv diferența de potențial între electrozii *4—1* atunci cînd alimentarea plăcuței se face prin electrozii *2—3*. Se pot calcula astfel rezistențele de transfer definite prin egalitățile:

$$R_{12,34} = (V_4 - V_3)/I_{12}; \qquad R_{23,41} = (V_1 - V_4)/I_{23}, \tag{1}$$

cu ajutorul cărora se poate determina rezistivitatea folosind relația [1]:

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} \cdot \frac{R_{12,34} + R_{23,41}}{2} \cdot f\left(\frac{R_{12,34}}{R_{23,41}}\right), \tag{2}$$

unde f reprezintă un factor ce depinde de raportul rezistențelor de transfer prin relația:

$$\operatorname{ch}\left(\frac{R_{12,34}/R_{23,41} - 1}{R_{12,34}/R_{23,41} + 1} \cdot \frac{\ln 2}{f}\right) = \frac{1}{2} e^{\frac{\ln 2}{f}}. \tag{3}$$

2. Determinarea rezistivității în cîmp magnetic

Relația (2) a fost dedusă pe baza reprezentării conforme a domeniului limitat de conturul plăcii pe un semiplan infinit, fără a stabili funcția analitică, însă folosind proprietățile acestei transformări. În prezența cîmpului magnetic însă, în plăcuță se manifestă efectele galvanomagnetice, vectorii, intensitatea cîmpului elec-

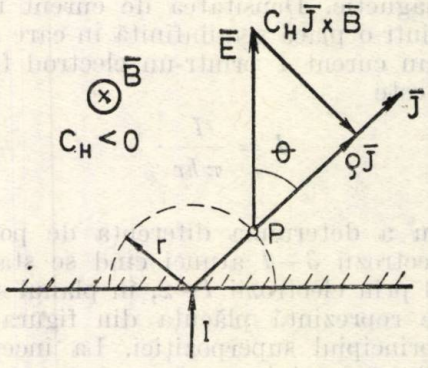


Fig. 2. Orientarea vectorilor $\bar{E}$ și $\bar{J}$.

tric $\bar{E}$ și densitatea curentului electric $\bar{J}$ nu mai sînt coliniari. Din legea conducției electrice în prezența unui cîmp magnetic uniform de inducție $\bar{B}$ transversal pe suprafața plăcuței, scrisă în forma [2]:

$$\bar{J} = \frac{1}{\rho}(\bar{E} + C_H \bar{J} \times \bar{B}), \tag{4}$$

rezultă că în fiecare punct al plăcuței vectorii $\bar{E}$ și $\bar{J}$ formează unghiul Hall θ (fig. 2) a cărui tangentă are expresia [2]:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{C_H}{\rho} B,$$

* Catedra de electrotehnică, Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara

în care, C_H reprezintă coeficientul Hall al materialului semiconductor. Înmulțind scalar relația (4) cu $\bar{J}$ și ținînd seama că $(\bar{J} \times \bar{B})\bar{J} = 0$ se obține legătura între valorile vectorilor în fiecare punct al plăcuței în forma :

$$E \cos \theta = \rho J. \tag{5}$$

Deoarece în cîmp magnetic transversal densitatea de curent este tangentă la suprafața liberă a plăcuței neacoperită de electrozi, iar intensitatea cîmpului electric este perpendiculară pe suprafața acoperită de electrozi presupuși cu conductivitate electrică foarte mare (fig. 3), rezultă că în cazul unor electrozi filiformi condițiile de existență ale densității de curent rămîn neschimbate în prezența și absența cîmpului magnetic. Densitatea de curent într-un punct dintr-o placă semiinfinită în care se stabilește un curent I printr-un electrod filiform (fig. 2) este

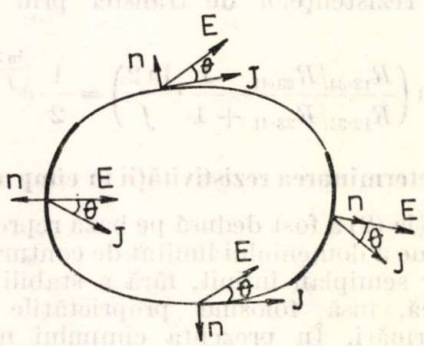


Fig. 3. Condițiile pe frontieră ale lui $\bar{E}$ și $\bar{J}$.

$$J = \frac{I}{\pi hr}. \tag{6}$$

Pentru a determina diferența de potențial între electrozii *3—4* atunci cînd se stabilește curentul prin electrozii *1—2*, în planul semiinfinit, ce reprezintă plăcuța din figura 1, se aplică principiul superpoziției. La început se consideră că se injectează curent prin electrodul 1, rezultînd pentru diferența de potențial $(V_3 - V_4)_a$ expresia :

$$(V_3 - V_4)_a = \int_3^4 \bar{E} \cdot \overline{dr} = \begin{cases} \int_3^4 E \cos\theta \cdot dr, & \text{ptr. } B \neq 0 \\ \int_3^4 E \cdot dr, & \text{ptr. } B = 0 \cdot \end{cases} \tag{7}$$

Ținînd seama de relațiile (5) și (6), rezultă pentru diferența de potențial (fig. 4) aceeași expresie în prezența cîmpului magnetic ca și în absența acestuia :

$$(V_3 - V_4)_a = \frac{\rho I}{\pi h} \ln \frac{a + b + c}{a + b}. \tag{8}$$

Luînd în considerație cazul cînd curentul iese prin electrodul *2* se calculează diferența de potențial $(V_3 - V_4)_b$, iar apoi aplicînd principiul superpoziției se calculează diferența de potențial pentru situația reală din figura 4. Analog, se determină diferența de potențial între electrozii *1—4*, atunci cînd în plăcuță se stabilește același curent I prin electrozii

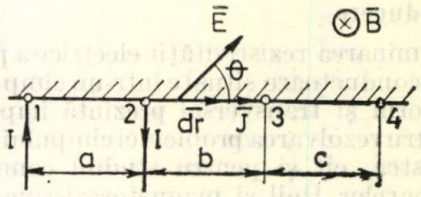


Fig. 4. Reprezentarea conformă pe planul semiinfinit.

2—3. Distanțele arbitrare dintre electrozii din figura 4 satisfac egalitatea :

$$\frac{b(a + b + c) + ac}{(a + b)(b + c)} = 1,$$

pe baza căreia a fost dedusă expresia [1] :

$$e^{-\pi h R_{12,34}/h} + e^{-\pi h R_{23,41}/h} = 1, \tag{9}$$

din care Van der Pauw a obținut relația (2).

Rezultă, deci, că și în prezența unui cîmp magnetic transversal, rezistivitatea poate fi calculată cu relația (2), dacă electrozii sînt filiformi. În realitate electrozii au dimesiuni mici dar finite, ceea ce implică o anumită eroare la calculul rezistivității cu relația (2), eroare ce este mai pronunțată în prezența cîmpului magnetic. În adevăr, din rezultatele experimentale efectuate pe o plăcuță din InSb, prin permutarea electrozilor de alimentare au fost calculate patru valori ale rezistivității, egale în absența cîmpului magnetic :

$$\rho_1(0) = \rho_2(0) = \rho_3(0) = \rho_4(0),$$

dar diferite în prezența cîmpului magnetic :

$$\rho_1(B) \neq \rho_2(B) \neq \rho_3(B) \neq \rho_4(B),$$

așa cum rezultă din figura 5.

Aceste rezultate se explică prin faptul că rezistențele de transfer în prezența cîmpului magnetic nu mai satisfac principiul reciprocității :

$$R_{ij,mn}(B) \neq R_{mn,ij}(B),$$

primii doi indici reprezentînd electrozii prin care se stabilește curentul iar următorii doi electrozi la care se măsoară tensiunea. Deoarece în expresia rezistențelor de transfer se identifică

aceleaşi două componente, ce se adună, respectiv se scad [3]:

$$R_{ij,mn}(B) = R^a_{ij,mn} + R^b_{ij,mn},$$
$$R_{mn,ij}(B) = R^a_{ij,mn} - R^b_{ij,mn}, \quad (10)$$

se propune utilizarea în relaţia (2) doar a componentelor R^a, componente care de altfel, nu depind nici de sensul cîmpului magnetic [4], respectiv să se folosească relaţia [5]:

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} \cdot \frac{R^a_{12,34} + R^a_{23,41}}{2} f\left(\frac{R^a_{12,34}}{R^a_{23,41}}\right). \quad (11)$$

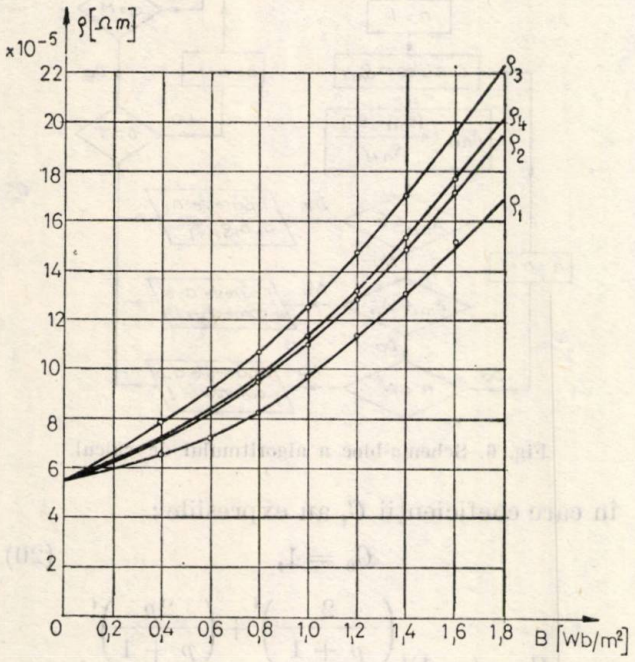


Fig. 5. Dependenţa rezistivităţii de inducţia magnetică.

Aşa cum rezultă din egalităţile (10) componentele rezistenţelor de transfer ce intervin în expresia (11) se calculează cu relaţia;

$$R^a_{ij,mn} = \frac{R_{ij,mn}(B) + R_{mn,ij}(B)}{2}. \quad (12)$$

Ţinînd seama de egalităţile $j = i + 1$, $m = i + 2$, $n = i + 3$ şi făcînd permutarea electrozilor, respectiv i ia valori de la *1* la *4*, se obţine pentru rezistivitate, determinată cu relaţia (11), aceeaşi valoarea şi în prezenţa inducţiei magnetice. De menţionat însă că aplicarea relaţiei (11) presupune patru măsurări efectuate în prezenţa aceleiaşi valori ale inducţiei magnetice. Se poate menţiona şi faptul că valoarea astfel determinată diferă puţin de valoarea medie a rezistivităţilor calculate cu relaţia (2) prin permutarea electrozilor, abaterea relativă maximă fiind de 0,73% în cazul plăcuţei de InSb menţionată.

3. Calculul numeric al rezistivităţii

Rezistivitatea electrică a materialelor semiconductoare omogene şi izotrope fiind un parametru de material, ea se poate determina experimental indirect prin măsurarea unor mărimi globale ca tensiune şi curent electric ale unui dispozitiv respectiv a unei epruvete realizate din materialul a cărui rezistiviate electrică interesează. În cazul unei plăcuţe semiconductoare din InSb, avînd formă oarecare şi grosimea constantă 0,5 mm, cu ajutorul a patru electrozi filiformi plasaţi pe periferie, s-au determinat experimental, prin permutarea electrozilor patru rezistenţe de transfer definite prin relaţiile (1), atît în absenţa cîmpului magnetic cît şi la diferite valori ale inducţiei magnetice, aşa cum rezultă din tabelul 1.

Tabelul 1

B, $\frac{Wb}{m^2}$	$R_{12,34}$, Ω	$R_{23,41}$, Ω	$R_{34,12}$, Ω	$R_{41,23}$, Ω
0	0,0093	0,0554	0,0093	0,0554
0,2	0,0099	0,0596	0,0115	0,0665
0,4	0,0102	0,0642	0,0128	0,0760
0,6	0,0110	0,0724	0,0153	0,0870
0,8	0,0128	0,0819	0,0176	0,1018
1,0	0,0153	0,0960	0,0204	0,1203
1,2	0,0179	0,1123	0,0243	0,1410
1,4	0,0209	0,1282	0,0284	0,1635
1,6	0,0232	0,1480	0,0327	0,1869
1,8	0,0256	0,1674	0,0363	0,2124

Pe baza acestor rezultate experimentale se poate determina rezistivitatea în absenţa cîmpului magnetic cu relaţia (2) sau dependenţa $\rho(B)$ cu relaţia (11) în care componentele R^a ce nu depind de sensul inducţiei magnetice se calculează cu relaţia (12).

Folosirea relaţiilor (2) respectiv (11) presupune cunoaşterea factorului f ce este o funcţie implicită de raportul rezistenţelor de transfer. Este posibil a se evita determinarea factorului f din rel. (3) dacă se calculează numeric rezistivitatea ca soluţie a ecuaţiei.

$$F(\rho) = e^{-a/\rho} + e^{-a/\rho} - 1 = 0, \quad (13)$$

în care:

$$a = \pi h R_{12,34},$$

iar:

$$b = \pi h R_{23,41}.$$

În acest scop se foloseşte algoritmul Newton-Raphson [6] ce permite calculul rezistivităţii

într-o etapă în funcție de valoarea ei de la etapa precedentă

$$\rho_{n+1} = \rho_n - \frac{F(\rho_n)}{F'(\rho_n)}, \tag{14}$$

$F'(\rho)$ fiind derivata funcției $F(\rho)$ din relația (13). Fiind vorba de un proces iterativ calculul se continuă pînă cînd este satisfăcută inegalitatea :

$$\Delta_{n+1} = \frac{|\rho_{n+1} - \rho_n|}{\rho_{n+1}} < \varepsilon, \tag{15}$$

ε este o valoare mică stabilită de la început în funcție de precizia cu care se dorește să se obțină rezultatul.

O problemă importantă, de care depinde însăși convergența procesului iterativ de calcul, o constituie alegerea corespunzătoare a valorii inițiale a rezistivității ρ_1. Se observă că dacă rezistențele de transfer ar fi egale, $R_{12,34} = R_{23,41} = R$, ar rezulta din relația (9) pentru rezistivitate expresia :

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} R. \tag{16}$$

În general însă, rezistențele de transfer nu sînt egale, dar se poate considera drept valoare inițială a rezistivității cea calculată cu relația :

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} \cdot \frac{R_{12,34} + R_{23,41}}{2} = \frac{a+b}{2 \cdot \ln 2}. \tag{17}$$

Schema-bloc a algoritmului de calcul este prezentată în figura 6.

Rezistivitatea se calculează pentru diferite perechi de valori ale rezistențelor de transfer, respectiv a mărimilor a și b a căror valoare începînd de la 1 se mărește cu o unitate pînă la M. În cazul în care condiția (15) nu este îndeplinită după un număr N de iterații se tipărește comentariul 1 „nu s-a obținut precizia dorită", iar dacă procesul este divergent se tipărește comentariul 2 „proces divergent". Rezultatele obținute au confirmat importanța alegerii valorii inițiale a rezistivității, respectiv calculul acesteia cu relația (17). Numărul iteraților crește pe măsură ce raportul celor două rezistențe de transfer devine din ce în ce mai mare, iar la valori ale raportului mai mari de 20 procesul este divergent.

Folosirea relației (2) pentru determinarea rezistivității presupune calculul factorului f din relația (3), care cu notațiile : $p = R_{12,34} / R_{23,41}$, $x = \ln 2/f$ și $A = (p-1)/(p+1)$ devine :

$$e^{-x(1+A)} + e^{-x(1-A)} = 1. \tag{18}$$

Dezvoltînd în serie de puteri și reținînd primii șapte termeni se obține ecuația algebrică :

$$\sum_{i=0}^{6} C_i x^i = 0, \tag{19}$$

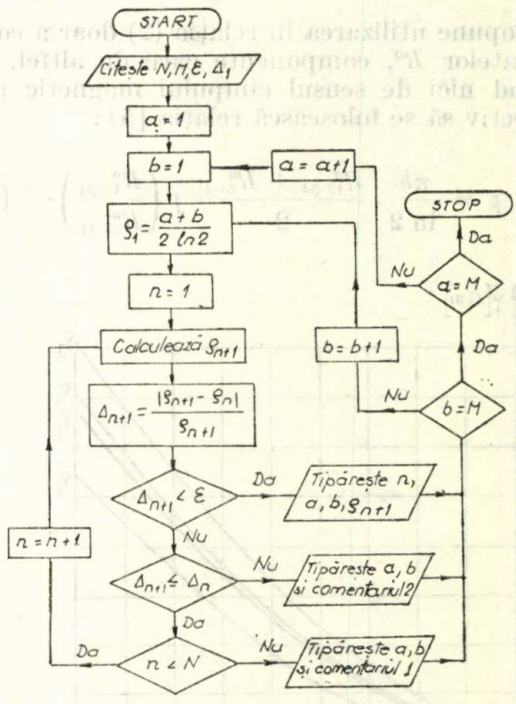


Fig. 6. Schema-bloc a algoritmului de calcul.

în care coeficienții C_i au expresiile :

$$C_0 = 1, \tag{20}$$

$$C_i = (-1)^i \frac{\left(\frac{2}{p+1}\right)^i + \left(\frac{2p}{p+1}\right)^i}{i!}.$$

ptr. $i = \overline{1,6}$.

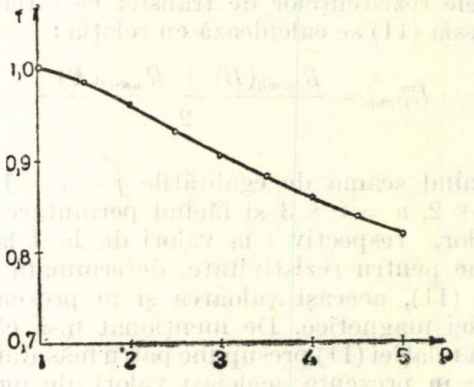


Fig. 7. Dependența factorului f de raportul rezistențelor de transfer.

Folosind un subprogram din biblioteca calculatorului Felix C256 se poate rezolva ecuația (19) determinînd astfel factorul f pentru diferite

valori ale raportului $p = R_{12,34}/R_{23,41}$ (fig.7). Comparînd rezultatele obținute cu relația (2), în care factorul f a fost calculat cu ajutorul relațiilor (18) — (20), cu cele determinate cu ajutorul algoritmului din figura 6 se constată o bună concordanță, rezultînd, de exemplu, o abatere relativă de 0,16%, pentru $p = 4$ și de numai 0,02%, pentru $p = 2$.

4. Concluzii

Cunoașterea dependenței rezistivității materialelor semiconductoare de valoarea inducției magnetice prezintă importanță în studiul, proiectarea și realizarea traductoarelor galvanomagnetice, bazate pe efectul Hall și magnetorezistiv, traductoare ce se folosesc pe scară largă în tehnica măsurării.

În absența cîmpului magnetic rezistivitatea electrică poate fi determinată experimental folosind metoda Van der Pauw. Ținînd seama de avantajele menționate în lucrare, se demonstrează valabilitatea acestei metode și în prezența unui cîmp magnetic uniform și transversal pe plăcuță.

Avînd în vedere faptul că în practica experimentală electrozii nu sînt ideal filiformi rezistențele de transfer nu mai satisfac principiul reciprocității în prezența cîmpului magnetic, motiv pentru care se propune folosirea în relația de calcul a rezistivității doar a unei componente a acestora, ce nu depinde de sensul cîmpului magnetic.

Rezistivitatea electrică reprezintă soluția unei ecuații transcendente ce se determină numeric folosind un algoritm de calcul iterativ, făcîndu-se precizări în legătură cu inițializarea acestuia. Pe de altă parte, factorul f ce intervine în expresia de calcul stabilită de Van der Pauw este calculat numeric, găsindu-se o bună concordanță între rezultatele obținute prin aceste două căi.

Bibliografia

[1] *Van der Pauw, L. J.* Messung des spezifischen Widerstandes und des Hall-Koeffizienten an Scheibchen beliebiger Form, Philips Technische Rundschau, **20**, 8, 230, 1958/59.

[2] *Șora, C.* Introducere în studiul generatorului Hall, Editura Academiei RSR, 1969.

[3] *Șora, C.* Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie, Rev. Roum., Sci. Techn-Electrotechniquet Energétique, **16**, 4, 679, 1971.

[4] *Vetreș, I.* Dependența rezistențelor proprii și de transfer ale dispozitivelor galvanomagnetice de sensul inducției magnetice. Bul. șt. tehn, IPT, seria Electrotehnică, **24** fasc. 1, 1979.

[5] *Vetreș, I.* Unele precizări privind determinarea rezistivității în prezența inducției magnetice, Bul. șt. tehn. IPT, seria Electrotehnică, **22**, fasc. 1, 177, 1977.

[6] *Dorn, W. S, Mc Gracken, D. D.* Metode numerice cu programe în FORTRAN IV. Traducere din limba engleză, București, Editura tehnică, 1976.

Simpozionul internațional „ANALIZA SISTEMELOR ȘI SIMULARE"

Prezentare generală

În perioada 1—5 septembrie 1980 s-au desfășurat la Berlin, R.D.G., lucrările Simpozionului internațional **ANALIZA SISTEMELOR ȘI SIMULARE**, organizat de Institutul central de cibernetică și Procese Informaționale al Academiei de științe a R.D.G., în colaborare cu Asociația Internațională pentru Matematică și Calculatoare în Simulare (IMACS), Federația Internațională de Control Automat (IFAC), precum și cu Societatea Tehnico-științifică pentru Tehnica Măsurării și Automatizării (WGMA) din Camera Tehnică a R.D.G.

Simpozionul a avut ca scop să prezinte noile rezultate în analiza sistemelor, tehnici de modelare și simulare matematică a sistemelor complexe, precum și influența acestor rezultate noi în teoria sistemelor, asupra analizei sistemelor și modelării matematice și vice versa. Tematica simpozionului s-a bucurat de un larg interes din partea specialiștilor din lumea întreagă, fapt demonstrat prin participarea unor delegații din 20 de țări (R.D.G., R.F.G., S.U.A., Canada, Anglia, Belgia, Olanda, Elveția, Austria, Danemarca, Suedia, Franța, Italia, Bulgaria, Cehoslovacia, Polonia, România, Ungaria, U.R.S.S. și China), care au prezentat 205 referate (lucrări de sinteză, de introducere în diferite domenii, precum și lucrări originale axate pe o anumită problematică).

Lucrările Simpozionului internațional „Analiza sistemelor și Simulare" s-au desfășurat pe șapte secții. Din partea R.S. România a participat Dr. Ing. Mimi Sasu, de la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE), București. În cele ce urmează se vor prezenta succint problemele mai importante dezbătute în cadrul secțiilor de lucru ale simpozionului și concluziile delegatului român asupra acestei manifestații științifice de mare amploare.

Prezentarea problemelor mai deosebite din cadrul secțiilor de lucru ale simpozionului

Secția 1 : *Metode de analiza sistemelor.* Au fost prezentate cîteva zeci de comunicări, organizate în următoarele subsecțiuni : Sisteme cu mai multe nivele ; Control și reducere ; Sisteme „fuzzy" ; Optimizarea multiobiectivă ; Sisteme cu parametrii distribuiți.

Secția 2 : *Construirea și identificarea modelului.* Comunicările prezentate au fost grupate în patru subsecțiuni : Identificare și estimare ; Procesarea semnalelor ; Sisteme fizice ; Sinteze și rețele.

Secția 3 : *Sisteme de simulare.* În cadrul acestei secții au fost prezentate de asemenea cîteva zeci de comunicări, organizate pe șase subsecțiuni : Limbaje de simulare ; Multiprocesoare și simulare ; Sisteme cu parametri distribuiți ; Probleme de sinteză ; Simulare hibridă ; Sisteme de rețele și agregate.

Secția 4 : *Aplicații la sisteme indstriale și tehnologice.* Comunicările prezentate au fost cuprinse în patru subsecțiuni și anume : Reactori chimici ; Sisteme de energie ; Procese tehnologice ; Sisteme termice. Din partea R. S. România a fost prezentată lucrarea „Metode de simulare matematică a unui arc electric de întrerupere", autor : M. Sasu, în cadrul subsecției „Procese tehnologice".

Secția 5 : *Aplicații la sistemele de trafic.* S-a prezentat un număr redus de comunicări, care au fost grupate în următoarele două subsecțiuni : Sisteme de service și Sisteme de trafic.

Secția 6 : *Aplicații la sistemele mediului ambiant, ecologice și biologice.* Cele cîteva zeci de comunicări prezentate au fost organizate pe cinci subsecțiuni : Sisteme biologice ; Modelarea sistemelor mediului ambiant și agricole ; Teoria sistemelor ecologice ; Ecosisteme acvatice ; Sisteme hidrologice.

Secția 7 : *Aplicații la sisteme globale și regionale.* Comunicările prezentate în cadrul acestei secții au fost cuprinse în următoarele două subsecțiuni : Probleme de energie și Analiza sistemelor sociale.

În afară de cele aproape 200 de comunicări prezentate în secțiile de lucru menționate mai înainte, în cadrul simpozionului au mai fost prezentate, așa numite *lucrări invitate*, respectiv, lucrări de sinteză și lucrări de introducere în diferite domenii, ca de exemplu : Analiza sistemelor neliniare (Mehra R. K. — Cambridge/Mass.) ; Identificarea dispersiei sistemelor neliniare (N. S. Rajbman — Moscova) ; Modele matematice și de simulare în analiza sistemelor (A. Sydow — Berlin) ; Simularea sistemelor de reglare adaptivă (A. V. Balakrishnan — Los Angeles/Cal.) ; Sisteme ierarhice de reglare (W. Findeisen — Varșovia) ; Metode de explorare aleatorie (M. Bekey — Los Angeles/Cal.) ; Modelarea stochastică în biologie (Koch G. — Roma) ; Construirea modelului teoretic și simularea proceselor industriale (K. H. Fasol — Bochum/R.F.G) ; Simularea sistemelor distribuite (R. Vichnevetsky — New Brunswick/S.U.A.) ; Simularea paralelă — O trecere în revistă a cercetărilor locale (E.J.H. Kerckhoffs — Delft) ; Cîteva metode de proiectare a modelelor statistice pentru sisteme reale, pe baza unor date empirice (V. S. Pugaciov — Moscova) ; Despre metodologiile stratificate pentru sisteme dinamice (F. Picher — Linz/Austria) ; Controlul prin calculator al transportului urban — O trecere în revistă a conceptelor, metodelor și experiențelor internaționale (H. Strobel — Dresda) ; Analiza sistemelor și modelarea în ecologie (K. Bellmann. K. Steinmüller — Berlin) ; Simularea sistemelor mediului ambiant : un exercițiu academic ? (G. C. Vansteenkiste — Gent, Bruxelles) ; Robustețea software-ului de simulare (F.E. Cellier — Zürich) ; Luarea deciziei multiobiective în analiza sistemelor (M. Peschel — Berlin) ; Abordarea lingvistică a analizei sistemelor (L.A. Zadeh — Berkeley/Cal.) ; Optimizarea și alte concepte ne-clasice în modelarea sistemelor (I. Troch — Viena) ; Noi direcții în simularea sistemelor — Metodologice și Software (T.I. Oren — Ottawa) ; Tendințe de utilizare a software-ului pentru modelare și simulare (G. Schwartz — Berlin) ; Combinarea metodelor de analiză a sistemelor și tehnologiei reglajului pentru proiectarea și comanda sistemelor mari și aplicarea lor la studiul resurselor de apă în în condiții de exploatare (K. Reinisch, ș.a. — Ilmenau).

Sînt de menționat, de asemenea, discuțiile purtate la masa rotundă, asupra problemelor metodologice de analiză a sistemelor și asupra problemelor educaționale, cu următoarele două teme : Software pentru analiza sistemelor și Sisteme de educație inginerească.

Concluzii

În afară de larga audiență pe care au avut-o lucrările simpozionului internațional „Analiza sistemelor și Simulare", trebuie subliniată diversitatea extrem de mare a problemelor abordate — multe dintre ele deosebit de interesante și cu o gamă largă de aplicații — precum și înaltul nivel științific al lucrărilor invitate, ca și al comunicărilor prezentate.

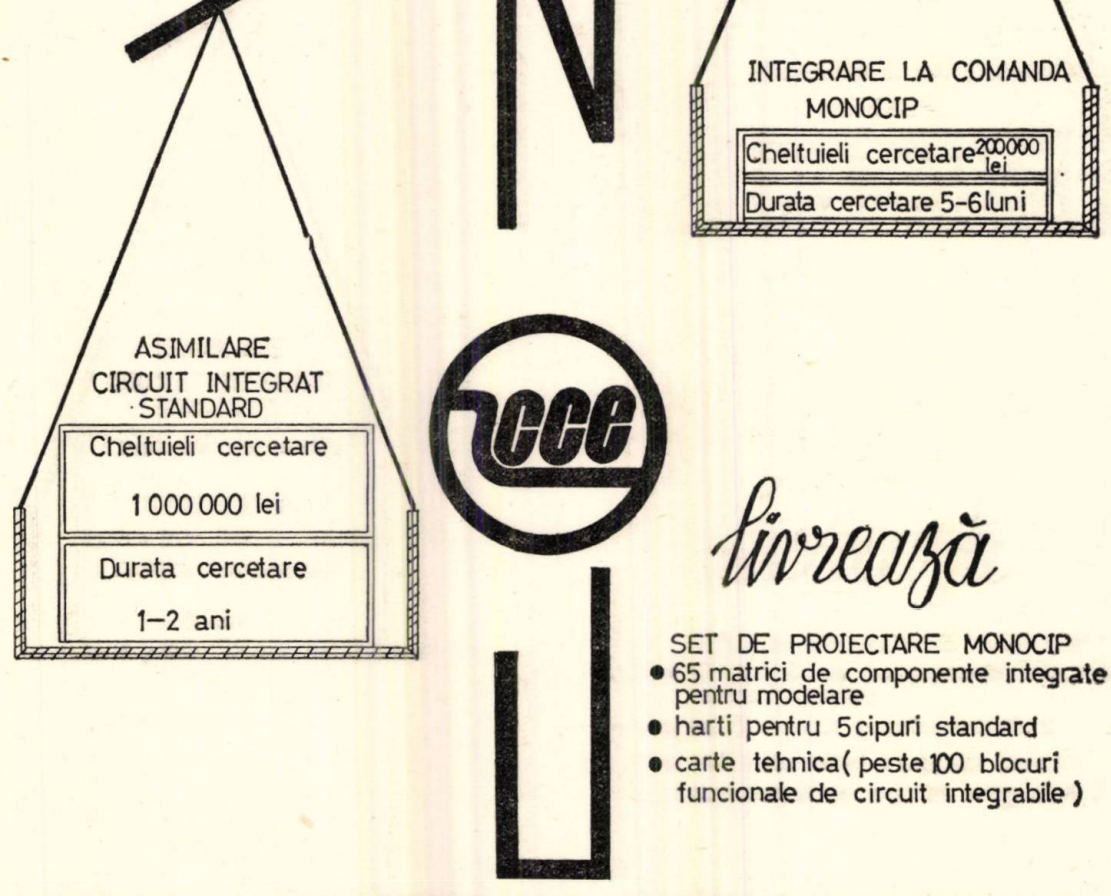
Această manifestație științifică de prestigiu a confirmat încă odată utilitatea organizării unor simpozioane internaționale pe teme de modelare și simulare a sistemelor fizice, în scopul realizării unei cooperări științifice între specialiști din diferite țări și din diferite domenii de activitate, interesați însă, în aceeași măsură, de crearea și aplicarea metodelor de modelare și simulare matematică a fenomenelor și proceselor din natură.

Dr. Ing. *Mimi Sasu*

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

LA COMANDA

MONOCIP



livrează

SET DE PROIECTARE MONOCIP

- 65 matrici de componente integrate pentru modelare
- harti pentru 5 cipuri standard
- carte tehnica (peste 100 blocuri funcionale de circuit integrabile)

PROIECTUL SI MODELUL CIRCUITULUI SE POT EXECUTA DE BENEFICIAR

Comenzi pe adresa

Centrul de Cercetare Stiintifica si Inginerie Tehnologica pentru Semiconductoare

Str. EROU IANCU NICOLAE nr 32 B sector 2 BUCURESTI telefon 33 38 30 int. 520

1982 APR 22

66 E 2040/1

REFERÂLVA

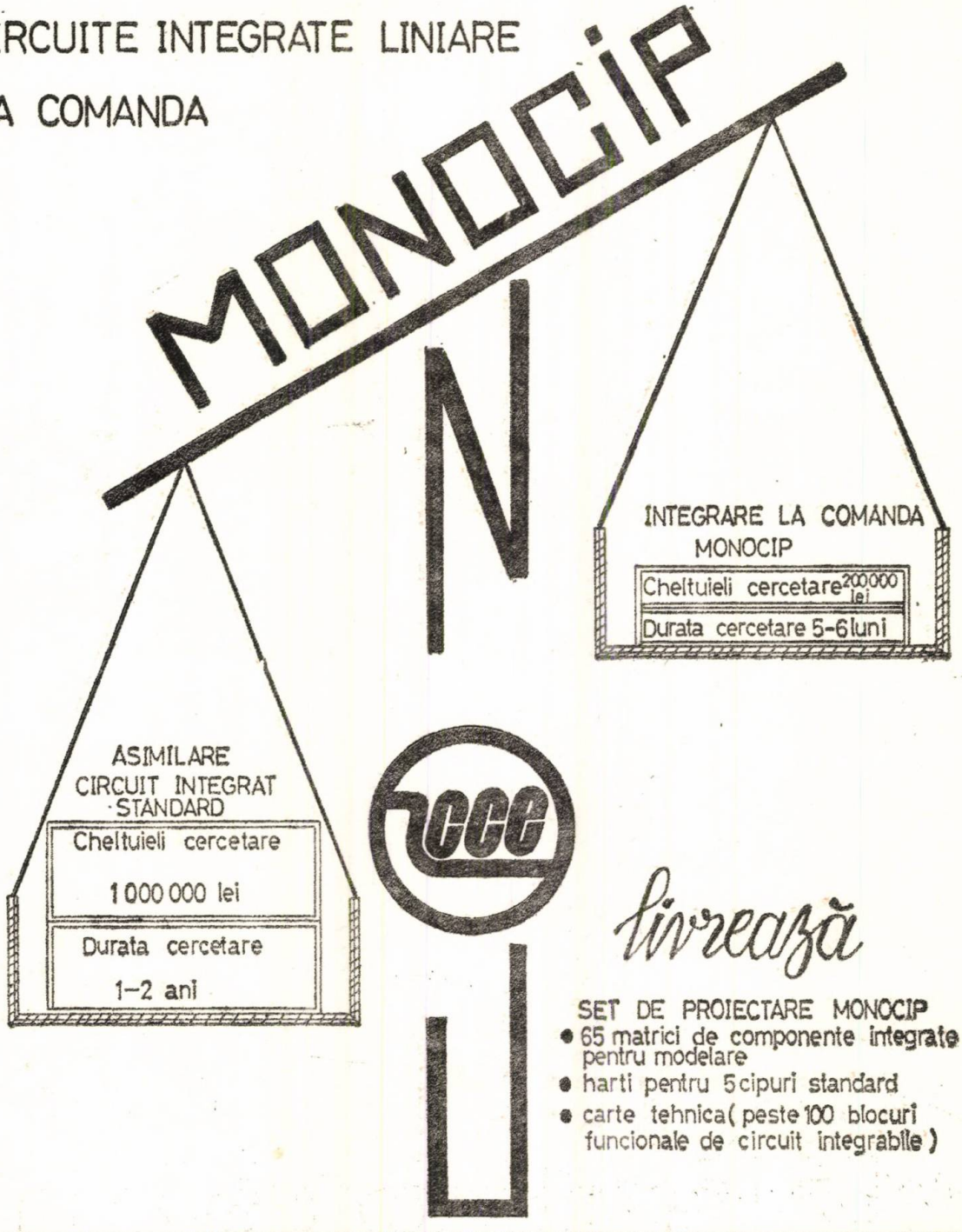
R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL • 29 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1981

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE LA COMANDA

MONOCIP



livrează

SET DE PROIECTARE MONOCIP

- 65 matrici de componente integrate pentru modelare
- harti pentru 5 cipuri standard
- carte tehnica (peste 100 blocuri funcionale de circuit integrabile)

PROIECTUL SI MODELUL CIRCUITULUI SE POT EXECUTA DE BENEFICIAR

Comenzi pe adresa

Centrul de Cercetare Stiintifica si Inginerie Tehnologica pentru Semiconductoare
Str. EROU IANCU NICOLAE nr 32 B sector 2 BUCURESTI telefon 33 38 30 int. 520

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 8 noiembrie 1981

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.314.26 :621.374.3

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ
CIRCUIT INTERMEDIAR DE T. C.

Zăroni, R., Dan, M., Crăcea, I.: **Convertizor static de frecvenţă, cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, de mare putere, utilizat la încălzirea electrică a trenurilor.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 181, p. 311

În lucrare se prezintă convertizorul static de frecvenţă, de mare putere, cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă care echipează locomotiva diesel hidraulică de 2400 CP fabricată în ţara noastră. Sînt analizate principiile de funcţionare a echipamentului realizat, protecţiile specifice utilizării sale în tracţiunea feroviară, rezultatele experimentale obţinute în urma unei experienţe de fabricaţie şi exploatare de cîţiva ani.

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE
CIRCUIT MAGNETIC
TENSIUNE MAGNETICĂ ÎN JUG

Madescu, Gh.: **Asupra calculului reactanţei de magnetizare la motoarele asincrone trifazate.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 320

În lucrare se prezintă o modelare numerică a circuitului magnetic al unui motor asincron utilizată cu rezultate bune în calculele de proiectare şi optimizare. Se fac referiri în special asupra calculului tensiunii magnetice în juguri.

CZ 612.319.316.621.316.5

CÎMP ELECTRIC
ÎNTRERUPTOARE
CELULA ANTIGRIZUTOASĂ

Tuşaliu, P. ş.a.: **Asupra repartiţiei cîmpului electric la întreruptorul tip ICA — 7,2 kV/400 A, pentru celula antigrizutoasă.**

E.E.A.— Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 328

Lucrarea prezintă rezultatele studiului repartiţiei cîmpului electric pentru un întreruptor tip ICA — 7,2 kV/400 A, efectuat cu ajutorul calculatorului electronic numeric în corelare cu particularităţile privind mediul în care funcţionează celulele antigrizutoase.

CZ 681.143 : 621.395

DISPOZITIVE DE AFIŞARE NUMERICĂ
SISTEM DE BANCĂ DE DATE

Lăzăroiu, D. F., Grigorescu, M.: **Sistem de bancă de date şi realizarea dialogului cu dispozitive de afişare numerică pentru cartea de telefon — Bucureşti.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 335

Articolul tratează despre realizarea unui sistem automat de transmitere la cerere a numărului de telefon solicitat, care să înlocuiască actualele servicii (030, 031, 032).

CZ 621.3.06 :621.316.5

DEFECT KILOMETRIC
ÎNTRERUPTOARE

Chelaru, R., Bălăşoiu, T. : **Asupra severităţii solicitării unui întreruptor de înaltă tensiune la defect kilometric.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 338

Se prezintă o metodă de evaluare a solicitării la defect kilometric a unui întreruptor de înaltă tensiune, cu un program, pentru calculatorul electronic, utilizabil în studiul asupra echipării cu aparataj electric a sistemelor de transport al energiei electrice.

CZ 681.142 :621.374.3

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAŢII MATRICEALE

Pasăre, S.: **Ecuaţiile matriceal-vectoriale în analiza buclelor şi secţiunilor circuitelor electrice.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 342

Se prezintă o metodă şi un algoritm de scriere a ecuaţiilor matriceal-vectoriale pornind de la ecuaţiile curenţilor de contur şi ale potenţialelor nodurilor luînd în consideraţie şi cazul circuitelor cu elemente reactive în exces.

CZ 621.313.333 :681.143

MOTOR CU BARE ÎNALTE
FRECVENŢĂ VARIABILĂ

Galan, N.: **Consideraţii cu privire la unele relaţii de calcul ale motorului asincron trifazat cu bare înalte.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov 1981, p. 346

În lucrare sînt prezentate relaţii de tip Kloss pentru motorul cu bare înalte atît la tensiune de alimentare constantă, cît şi la curent absorbit constant. Pe baza relaţiilor stabilite se analizează comportarea motorului asincron cu bare înalte la modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare.

RECENZII

CRONICI

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.26 :621.374.3

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
ПРОМЕЖУТОЧНАЯ ЦЕПЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Зэрони, Р., Дан, М., Крэча, И.: **Статический преобразователь частоты, с промежуточной цепью постоянного напряжения, большой мощности, применяющий при электрическом обогревании поездов.**

E.E.A — Electrotehnica 29, №. 8, ноябрв 1981, стр. 311

В работе представляется статический преобразователь частоты большой мощности с промежуточной цепью постоянного напряжения, оснащающий тепловоз с гидравлической передачей на 2400 лс, изготовленный в нашей стране. В работе рассматриваются принципы работы созданного оборудования специфические защиты своего использования для железнодорожной тяги, а также экспериментальные результаты, полученные в следствии опыта изготовления и эксплуатации в течение нескольких лет.

УДК 621.313.333

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ
МАГНИТНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ В ЯРМЕ

Мадеску, Г.: **О расчёте реактанса магнетизации для асинхронных трёхфазных двигателей.**

E.E.A — Electrotehnica 29, №. 8, ноябрь 1981, стр. 320

В работе излагается числовое моделирование магнитной цепи асинхронного двигателя, использованное с хорошими результатами в расчётах проектирования и оптимизации. В основном автор относится к расчёту магнитного напряжения в ярме.

УДК 612.319.316.621.316.5

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ
ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННАЯ ЯЧЕЙКА

Тушалиу, П. и др.: **О распределении магнитного поля для выключателя типа ICA – 7,2 kB/400 A, для взрывозащищенной ячейки.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, № 8, ноябрь 1981, стр. 328

В работе излагаются результаты изучения распределения электрического поля для выключателя типа ICA—7,2 кВ/400 А, осуществленного числовой ЭВМ корреляции с особенностями относительно среды, в которой работают взрывозащищенные ячейки.

УДК 681.142 : 621.395

ЧИСЛОВОЕ УСТРОЙСТВО АФИШИРОВАНИЯ
СИСТЕМА БАНК ДАННЫХ

Лэзэрою, Д. Ф., Григореску, М.: **Система банк данных и осуществление диалога с помощью числовых устройств афиширования для телефонной книги — Бухарест.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, № 8, ноябрь 1981, стр. 335

В статье излагается создание автоматической системы передачи при запросе необходимого номера телефона, заменяюшейся на тоящие услуги (030, 031, 032).

УДК 621.306 ;621.316.5

КИЛОМЕТРИЧЕСКИЙ ДЕФЕКТ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Келару, Р., Бэлэшою, Т.: **О строгости нагрузки выключателя высокого напряжения при километрическом дефекте.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, № 8, ноябрь 1981, стр. 338

В работе представляется метод оценки нагрузки при километрическом дефекте выключателя высокого напряжения, с программой для ЭВМ, используемого для изучения оснащения электрической аппаратурой систем передачи электрической энергии.

УДК 681.142 :621.374.3

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
МАТРИЧНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Пасэре, С.: **Векторно-матричные уравнения при анализе петель и сечений электрических цепей.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, № 8, ноябрь 1981, стр. 342

Представляется метод и алгоритм писания векторно-матричных уравнений, исходя из уравнений контурных уравнений и потенциалов узлов учитывая и контуры с лишними реактивными элементами.

УДК 621.313.333 :681.143

ДВИГАТЕЛЬ С ВЫСОКИМИ ШИНАМИ
ПЕРЕМЕННАЯ ЧАСТОТА

Галан, Н.; **Соображения по некоторым расчетным отношениям трехфазный — асинхронного двигателя с высокими шинами.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, № 8, ноябрь 1981, стр. 346

В работе представляются отношения типа класса для двигателей с высокими шинами, как для постоянного напряжения питания, так и для постоянного поглащенного тока. На основе установленных отношений анализируется поведение асинхронного двигателя с высокими шинами при измерении частоты напряжения питания.

INHALT

DK 621.314.26 :621.374.3

RUHENDER FREQUENZUMFORMER
GLEICHSPANNUNGSZWISCHENKREIS

Zăroni, R., Dan, M., Crăcea, I.: **Ruhender Frequenzumformer mit konstantem Gleichspannungszwischenkreis grosser Leistung zur elektrischen Heizung der Züge.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr. 8, Nov. 1981, S. 311

Der Beitrag stellt den ruhenden Frequenzumformer grosser Leistung, mit konstantem, Gleichspannungswischenkreis vor, mit der die hydraulischen Diesellokomotiven von 2400 PS, die in unserem Land hergestellt werden, ausgerüstet sind. Es werden die Funktionsprinzipien der hergestellten Ausrüstung, die dem Eisenbahnbetrieb spezifischen Schutzeinrichtungen und die seit einigen Jahren in der Fabrikation und im Betrieb erhaltenen Versuchsergebnisse analysiert.

DK 621.313.333

ASYNCHRONMOTOREN
MAGNETISCHER KREIS
MAGNETISCHE JOCHKRAFT

Madescu, Gh. : **Zur Berechnung der Magnetisierungsreaktanz der Drehstromasynchronmotoren.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr. 8, Nov 1981, S. 320

Im Aufsatz wird eine nummerische Modellierung des Magnetkreises eines Asynchronmotors vorgestellt, das mit guten Ergebnissen in den Projektierungs- und Optimierungsberechnungen angewandt wurde. Es wird vor allem auf die Berechnung der magnetischen Kraft in den Jochen Bezug genommen.

DK 621.319.316.621.316.5

ELEKTRISCHES FELD
SCHALTER
SCHLAGWETTERFREIE ZELLE

Tuşaliu, P. u.a. — **Zur Verteilung des elektrischen Feldes beim Schalter des Typs ICA — 7,2 kV/400 A, für schlagwetterfreie Zellen.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr. 8, Nov 1981, S. 328

Es werden die Ergebnisse des Studiums der Verteilung des elektrischen Feldes für einen Schalter des Typs ICA — 7,2 kV/400 A, das mit Hilfe des nummerischen Elektronenrechners in Korrelation mit den Eigenheiten der Umgebung in der die schlagwetterfreien Zellen funktionieren, durchgeführt wurde, vorgestellt.

DK 681.143:621.395

NUMMERISCHE ANZEIGEGERÄTE
DATENBANKSYSTEM

Lăzăroiu, D. F., Grigorescu, M.: **Datenbanksystem und Verwirklichung des Dialogs mit den nummerischen Anzeigegeräten für das Bukarester Telephonbuch.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr 8, Nov 1981, S. 335

Der Beitrag beschäftigt sich mit der Verwirklichung eines automatischen Systems zur Übertragung der gefragten Telephonnummer, das die derzeitigen Dienststellen (030, 031, 032) ersetzen soll.

DK 621.3.06:621.316.5

KILOMETERFEHLER
SCHALTER

Chelaru, R., Bălăşoiu, T.: **Zur Strenge der Belasturg eines Hochspannungsschalters im Falle eines Kilometerfehlers.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr. 8, Nov 1981, S. 338

Es wird eine Methode zur Abschätzung der Belastung eines Hochspannungsschalters bein einem Kilometerfehler mit Hilfe eines Programms für den Elektronenrechner vorgestelltt das im Studium der Ausrüstung mit elektrischen Geräten der Systeme zur Übertragung der elektrischen Energie angewendet werden kann.

DK 681.142:621.374.3

ELEKTRISCHE STROMKREISE
MATRIXGLEICHUNGEN

Pasăre, S.: **Matrix — vektorielle Gleichungen zur Analyse der Schleifen und Querschnitte der elektrischen Stromkreise.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, Nr. 8, Nov 1981, S. 342

Es wird eine Mthode und ein Algorythmus zum Schreiben der Matrix — vektoriellen Gleichungen, ausgehend von den Gleichungen der Konturströme und der Potentiale der Knotenpunkte vorgestellt, wobei auch der Fall der Stromkreise mit exzessiv reaktiven Elementen berücksichtigt wird.

DK 621.313.333:681.143

MOTOR MIT HOHEN SCHINEN
VERÄNDERLICHE FREQUENZ

Galan, N.: **Betrachtungen zu einigen Rechenformeln des Drehstromasynchronmotors mit hohen Schinen.**

E.E.A — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, S. 346

Es werden Kloss'sche Gleichungen für die Motoren mit hohen Schinen sowohl für konstante Speisespannung als auch für konstanten Maschinenstrom vorgestellt. Aufgrund der aufgestellten Gleichungen wird das Verhalten des Asynchronmotors bei der Veränderung der Frequenz der Speisespannung analysiert.

BUCHBESPRECHUNGEN

CHRONIKEN

CONTENTS

DC 621.314.26:621.374.3

FREQUENCY STATIC CONVERTER
INTERMEDIATE T.C. CIRCUIT

Zăroni, R., Dan, M., Crăcea, T.: **Frequency static converter with intermediate circuit for direct, constant voltage and high power used for train electrical heating.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 311

The paper deals with the static, frequency converter of high power with constant, direct voltage intermediate circuit mounted on the hydraulic diesel engine of 2400 C.P., made in our country. The working principles of the analysed equipment are presented alongside with the specific protection for its use in railway traction, the experimental results obtained as a conclusion of an experience and exploitation of several years.

DC 621.313.333

ASINCRONOUS MOTORS
MAGNETIC CIRCUIT
MAGNETIC VOLTAGE IN YOKE

Madescu, Gh.: **On the magnetizing reactance in three-phase asineronous motors.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov. 1981, p. 320

It is presented a digital modelling of the magnetic circuit of an asincronous motor used with remarcable results in designing and optimizing calculations. Reference is made on the yoke magnetic voltage calculation.

DC 612.319.316.621.316.5

ELECTRIC FIELD
SWITCHES
FIREDAMP PROFF CELL

Tuşaliu, P.: **On the electric field distribution in the ICA type switches — 7.2 kV/400 A, for the firedamp proof cell.**

E.E.A — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 328

The paper presents the results of the study on the electric field distribution in an ICA type switch — 7.2 kV/400 A, accomplished by means of a digital computer correlated with the peculiarities regarding the fire damp proof cells.

DC 681.143:621.395

DIGITAL DISPLAY COUNTERS
DATA BANK SYSTEM

Lăzăroiu, D.F., Grigorescu, M.: **Data bank system and dialogues with digital display for the telephone book — Bucharest.**

E.E.A. —Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 335

The paper deals on the achievement of an automatic transmission system on request of the solicited telephone number, to replace the services (030, 031, 032).

DC 621.3.06;621.316.5

KILOMETRIC DEFECT
SWITCHES

Chelaru, R., Bălăşoiu, T.: **On the severity of solicitation on a high voltage switch in a kilometric defect.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 338

It is presented a method of evaluation of solicitation in a kilometric defect of a high voltage switch with a programe for the computer, used in the study on the electric energy transportation by electric devices.

DC 681.142:621.374.3

ELECTRIC CIRCUITS
MATRICIAL EQUATIONS

Pasăre, S.: **Matricial vectorial equations in the electric circuits loops and sections.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, nov. 1981, p. 342

A method and a writing algorithm for the matricial-vectorial equation is presented, beginning with the contour currents equation and with the nodes potential taking into account the circuits with reactive elements in excess.

DC 621.313.333 :681.143

HIGH BARS ENGINE
VARIABLE FREQUENCY

Galan, N. : **Considerations upon several calculating relations of the three-phase asincronous motor with high bars.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 346

The paper introduces the Kloss type relations for high engines in a constant supply voltage and constant absorbed current. Beginning with the established relations the behaviour of an asincronous high barred engine is analysed on the modification of the supply voltage frequency.

RECENZII
CRONICI

SOMMAIRE

CD 621.314.26 :621.374.3

CONVERTISSEUR STATIQUE DE FRÉQUENCE
CIRCUT INTERMÉDIAIRE DE TENSION CONTINUE

Zăroni, R., Dan, M., Crăcea, I. : **Convertisseur statique de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue constante de grande puissance, utilisé au chauffage électrique des trains.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 311

Dans cet ouvrage on présente le convertisseur statique de fréquence de grande puissance à circuit intermédiaire de tension continue constante dont est munie la locomotive diesel hydraulique de 2.400 chevauxvapeur fabriquée en Roumanie. On y analyse les principes de fonctionnement de l'équipement realisé, les protections spécifiques pour son utilisation dans la traction ferroviaire, les résultats expérimentaux obtenus par une expérience de fabrication et d'exploitation au cours de plusieurs années.

CD 621.313.333

MOTEURS ASYNCHRONES
CIRCUIT MAGNÉTIQUE
TENSION MAGNÉTIQUE DU JOUG

Madescu, Gh. : **Sur le calcul de réactance de magnétisation des moteurs asynchrones triphasés.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 320

Dans cet ouvrage on décrit une modélisation digitale du circuit magnétique d'un moteur asynchrone utilisée avec de bons résultats aux calculs de design et à l'optimisation. On y met l'accent tout particulièrement, sur le calcul de la tension magnétique des jougs.

CD 612.319.316.621.316.5

CHAMP ÉLECTRIQUE
INTERRUPTEURS
CELLULE ANTIGRISOUTEUSE

Tuşaliu, P. et d'a. : **Sur la distribution du champ électrique dans l'interrupteur type ICA — 7,2 kV/400 A, pour la cellule antigrisouteuse.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 328

L'ouvrage présente les résultats de l'étude concernant la distribution du champ électrique pour un interrupteur type ICA — 7,2 kV/400 A effectuée au moyen du calculateur électronique digital en corrélation avec les particularités relatives au milieu ou fonctionnent les cellules antigrisouteuses.

CD 681.143 :621.395

DISPOSITIFS D'AFFICHAGE DIGITAL
SYSTÈME DE BANQUE DE DONNÉES

Lăzăroiu, D.F., Grigorescu, M. : **Système de banque de données et la réalisation du dialogue avec les dispositifs d'affichage digital pour l'annuaire du téléphone — Bucharest.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 335

L'article se réfère à la réalisation d'un système automatique de transmission sur demande du numéro de téléphone sollicité qui puisse remplacer les services actuels (030, 031, 032)

CD 621.306: 621.316.5

DÉFAUT KILOMÉTRIQUE
INTERRUPTEURS

Chelaru, R., Bălăşoiu, T. : **Sur la solliciattion d'un interrupteur haute tension à un défaut kilométrique.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 338

On y présente une méthode pour évaluer la solicitation à un défaut kilométrique d'un interrupteur haute tension et un programme pour ordinateur utilisable à l'étude concernant l'appareillage électrique dont sont munis les systèmes de transport de l'énergie électrique.

CD 681.142 :621.374.3

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
ÉQUATIONS MATRICIELLES

Pasăre, S. : **Equations matricielles-vectoriales dans l'analyse des boucles et des sections des circuits électriques.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 342

On y décrit une méthode et un algorithme pour écrire les équations matricielles-vectoriales à partir des équations des courants de contour et des potentiels des noueds, prenant éqalement en considération le cas des circuits à éléments réactifs à l'excès.

CD 621.313.333 :681.143

MOTEUR À BARRES HAUTES
FRÉQUENCE VARIABLE

Galan, N. : **Considérations sur certaines relations de calcul pour le moteur asynchrone triphasé à barres hautes.**

E.E.A. — Electrotehnica 29, nr. 8, Nov 1981, p. 346

Dans cet ouvrage on présente des relations du type Kloss pour le moteur à barres hautes aussi bien à une tension d'alimentation constante qu'à un courant absorbé constant. A partir des relations établies on analyse le comportement du moteur asynchrone à barres pour modifier la fréquence de la tension d'alimentation.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 8

CZ 621.314.26:621.374.3

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ
CIRCUIT INTERMEDIAR DE T.C.

Convertizor static de frecvenţă, cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, de mare putere, utilizat la încălzirea electrică a trenurilor

ROMULUS ZĂRONI, DAN MICU, ION CRĂCEA* — Bucureşti

Locomotiva LDH 2 400 CP este o locomotivă diesel-hidraulică realizată în ţara noastră, prevăzută cu un echipament pentru încălzirea electrică a trenurilor, compus dintr-un generator de curent alternativ cu tensiunea reglată şi convertizorul static de frecvenţă, care constituie obiectul acestei lucrări.

Convertizorul static de frecvenţă serveşte la alimentarea circuitelor de încălzire electrică a vagoanelor, precum şi la alimentarea unor instalaţii auxiliare, cum ar fi echipamentele de încărcare a bateriei de acumulatoare, motoarele de acţionare a instalaţiilor de climatizare etc.

Generatorul sincron al echipamentului de încălzire este antrenat de motoarele diesel, care asigură şi tracţiunea locomotivei, astfel se elimină orice alte surse auxiliare de energie pentru echipamentul de încălzire a trenului. Locomotiva are asigurată posibilitatea să funcţioneze în regim de tracţiune cu încălzire electrică a trenului, cuplată separat pe oricare din cele două motoare diesel, sau simultan pe ambele motoare diesel, în funcţie de sarcina circuit lui de încălzire (300 kVA, respectiv 500 kVA), ceea ce determină o mare eficienţă de folosire a echipamentului, consumul de combustibil al locomotivei fiind în acest fel optimizat.

Convertizorul static de frecvenţă care echipează locomotiva LDH 2 400 CP are următoarele date nominale:

- tensiunea nominală la ieşire dreptunghiulară monofazată: 1 000 V_{ef};
- curentul nominal la $\cos \varphi = 1$: 443 A;
- frecvenţa de lucru: 16 2/3 Hz sau 22 Hz;
- factorul de putere al sarcinii: 0,3—1;
- limitele de tensiune de ieşire la care convertizorul este deconectat cu o temporizare de 3 s: 800—1 100 V;
- limitele de tensiune de ieşire la care convertizorul este deconectat instantaneu: 700—1 200 V;
- tensiunea nominală între faze a generatorului trifazat: 800 V;
- frecvenţa generatorului: 133—250 Hz;
- curentul nominal al generatorului: 361 A.

Convertizorul static de frecvenţă este prevăzut cu posibilitatea funcţionării cu două frecvenţe de ieşire în vederea eliminării influenţelor în circuitele de semnalizări feroviare, datorate armonicilor superioare ale tensiunii de ieşire a convertizorului pe anumite tronsoane de cale ferată; echipamentul este realizat conform cerinţelor căii ferate germane şi prescripţiilor UIC.

Convertizorul realizat cu elemente semiconductoare de putere se compune dintr-un redresor cu diode în punte trifazată dublă alternanţă, filtru şi un invertor cu tiristoare, realizat în varianta cu stingere forţată comandată prin tiristoare de stingere auxiliare, condensatorul circuitului de stingere fiind divizat.

Schema-bloc a convertizorului static de frecvenţă este reprezentată în figura 1, în care au fost utilizate următoarele notaţii: *1* — redresor cu diode în punte trifazate dublă alternanţă; *2* — invertor; *3* — întrerupător de alimentare; *4* — întrerupător de sarcină; *5* — transformator de curent de măsură; *6* — transformator de curent de protecţie; *7* — transformator de tensiune; *8* — bloc de comandă şi automatizare; *9* — inductanţă de filtrare; *10* — condensator de filtrare; *11* — scurtcircuitor de protecţie; *12* — inductanţă de limitare a curentului de sarcină; *13* — diodă de recuperare; *14* — rezistenţă de limitare; *15* — condensator de şoc; *16* — bloc de sesizare reversare tensiune.

* Ing. *Zăroni, R.*, dr. ing. *Micu, D.* şi ing. *Crăcea, I.* sînt cercetători la Institutul de cercet. şt. şi ing. tehnolog. ptr. ind. electrotehnică — Bucureşti.

Generatorul sincron de încălzire furnizează un sistem trifazat de tensiuni de frecvenţă variabilă în funcţie de regimul de turaţie al motorului diesel de antrenare în domeniul

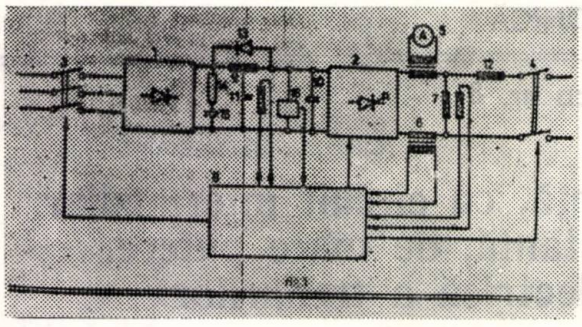


Fig .1. Schema-bloc a convertizorului static de frecvenţă.

133—250 Hz, tensiunea nominală reglată furnizată convertizorului fiind de 800 V între faze.

Conectarea convertizorului se realizează prin întrerupătorul *3* din schema-bloc prezentată în figura 1; între redresorul şi invertorul convertizorului se află filtrul *LC* (elementele *9* şi *10* din figura 1), care asigură şi decuplarea electrică a invertorului de redresor în caz de defect în invertor. Pentru eliminarea supratensiunilor de încărcare ale condensatorului de filtrare este prevăzut circuitul format din elementul *RC* şi diodă (elementele *13*, *14*, *15* din figura 1). Blocul de comandă şi automatizare (elementul 8 din fig. 1), asigură prin partea electronică de comandă impulsurile necesare funcţionării invertorului cu frecvenţa aleasă, la ieşirea invertorului obţinîndu-se o undă de tensiune dreptunghiulară, alternativă, monofazată de valoare constantă la frecvenţă constantă, cu valoarea nominală de 1000 V_{ef}. Plaja permisă de funcţionare pentru tensiunea de ieşire este cuprinsă în domeniul 800—1 100 V_{ef}, corespunzător frecvenţelor nominale de 16 2/3 şi 22 Hz. Limitele permise de variaţie a frecvenţelor sînt cuprinse între 15,71—17,6 Hz şi, respectiv, 21,6—22,5 Hz.

Diagrama de sarcină a invertorului este prezentată în figura 2, limitele cerute pentru factorul de putere al sarcinii variind între 0,3 şi 1.

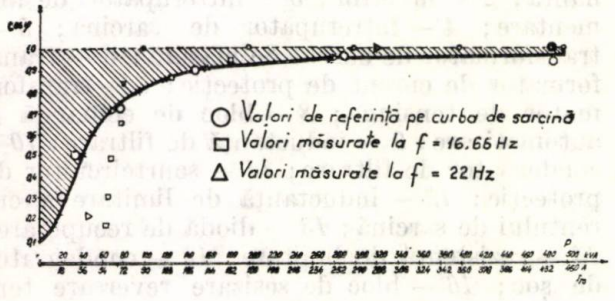


Fig. 2. Diagrama de sarcină.

Pe diagramă sînt prezentate punctele de încercare pentru cele două frecvenţe de funcţionare ale invertorului.

Blocul de comandă asigură, de asemenea, secvenţele de pornire, oprire ale convertizorului, precum şi protecţia acestuia în următoarele cazuri de defect:

— scurtcircuit intern în invertor;
— scurtcircuit pe sarcină;
— abateri ale tensiunii de ieşire în afara limitelor 800—1 100 V_{ef} cu o durată mai mare de 3 s;
— variaţii instantanee ale tensiunii de ieşire sub 700 V_{ef} şi peste 1 200 V_{ef};
— apariţia unei componente continue în tensiunea de ieşire de 2,4 % din valoarea efectivă a tensiunii nominale de ieşire a convertizorului pentru un timp ce depăşeşte 2,8 s.

Invertorul convertizorului static de frecvenţă are schema de principiu reprezentată în figura 3.

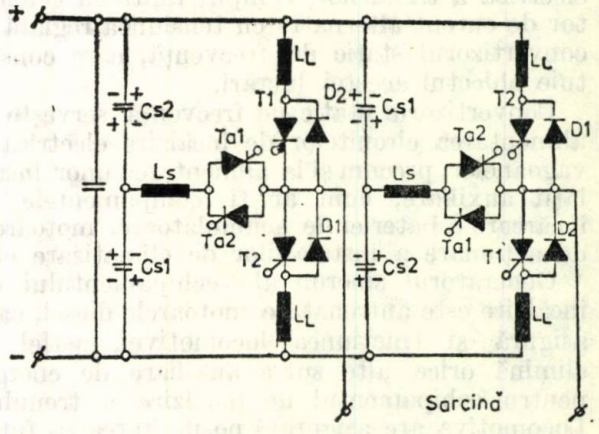


Fig. 3. Schema de principiu a invertorului.

Schema bloc a electronicii de comandă, protecţie şi semnalizare a invertorului este reprezentată în figura 4, iar diagramele de impulsuri în principalele puncte ale schemei de comandă, sînt date în figura 5.

Invertorul, conform schemei din figura 3, este conceput în varianta cu stingere comandată prin tiristoare de stingere auxiliare, condensatorul de stingere fiind divizat. Stingerea tiristoarelor principale în conducţie la un moment dat, se realizează prin anularea curentului de sarcină condus prin aceste elemente semiconductoare simultan cu aplicarea unei tensiuni de blocare la bornele acestora. Sarcina invertorului este cuplată în punctele mediane ale punţii realizate de tiristoarele principale. Funcţionarea invertorului se urmăreşte cu ajutorul figurii 3.

Se aprind simultan tiristoarele T_1, ceea ce determină închiderea curentului prin sarcină pe timpul unei jumătăţi de perioadă. În momentul aprinderii tiristoarelor T_1 se asigură şi încărcarea condensatorilor de stingere CS_1 şi CS_2 prin tiristoarele auxiliare Ta_2, care primesc

simultan impuls de comandă pe poartă. Încărcarea condensatoarelor se face în circuitele oscilante care se formează: bara +, T_1, Ta_2, LS, CS_1 bara — și bara +, T_1, Ta_2, LS, CS_2, bara +.

Condensatoarele de stingere vor fi pregătite în vederea stingerii tiristoarelor principale T_1

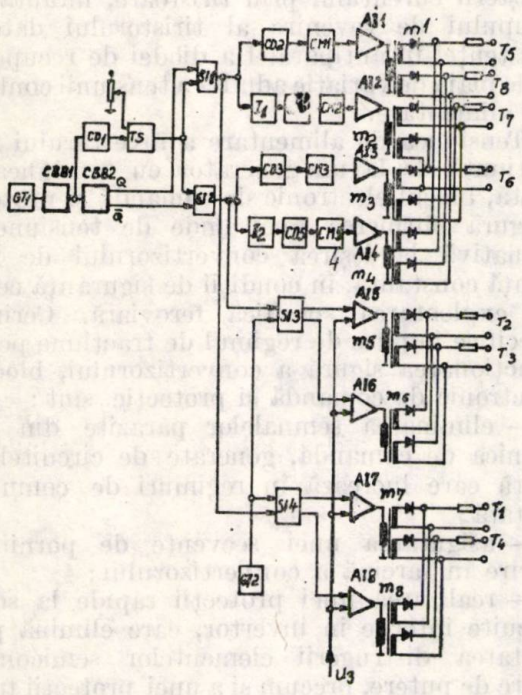


Fig. 4. Schema-bloc de comandă, protecție și semnalizare.

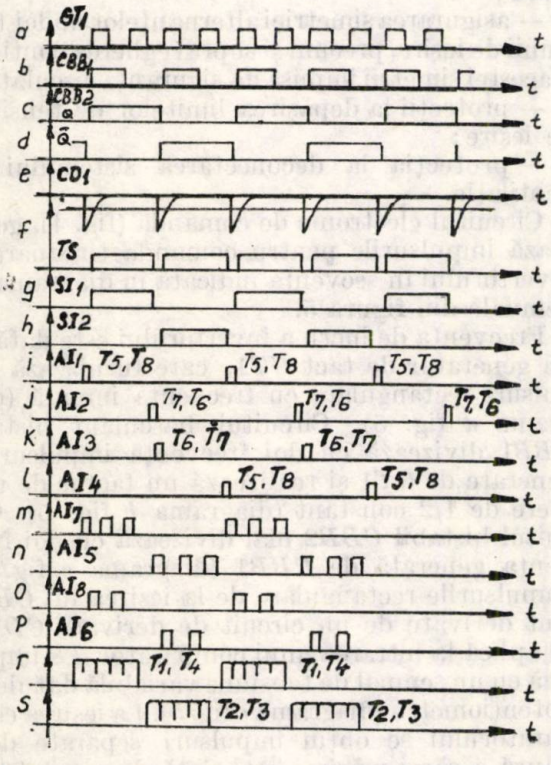


Fig. 5. Diagrama de impulsuri.

la momentul comandat, polaritatea tensiunii de încărcare a acestora fiind figurată în stînga simbolului condensatoarelor din figura 3. Cînd se aprind tiristoarele auxiliare Ta_1, se amorsează procesul oscilant de descărcare a acestor condensatoare în vederea stingerii tiristoarelor principale T_1 în conducție. În aceleași circuite mai sus indicate, se închid curenții de descărcare ai condensatoarelor de stingere.

Pe timpul comutării, circuitul oscilant asigură curentul de sarcină, vîrful de curent de descărcare se închide prin diodele D_2, montate în antiparalel pe tiristoare, căderea de tensiune în sens direct pe acestea aplicîndu-se ca tensiune de blocare tiristoarelor prineipale. Prin diodele D_2, curentul de comutare va fi reprezentat de diferența dintre curentul de descărcare oscilant al circuitului de stingere și curentul de sarcină presupus constant pe durata comutării.

După blocarea tiristoarelor T_1, care au condus pe durata unei alternanțe, se comandă aprinderea tiristoarelor principale T_2, simultan cu aprinderea tiristoarelor de stingere Ta_1. Curentul de sarcină este preluat de tiristoarele principale T_2 și parcurge sarcina în sens opus primului caz, pe durata următoarei semiperioade. Condensatoarele de stingere se vor încărca acum cu polaritatea figurată în dreapta simbolului condensatoarelor din figura 3 în circuite de același tip cu cele anterior descrise.

Este astfel pregătită funcționarea schemei de stingere pentru comutarea următoare a curentului de sarcină de pe tiristoarele principale T_2 pe tiristoarele principale T_1; curentul reactiv al sarcinii este preluat de diodele de recuperare D_1, care conduc un timp dependent de mărimea factorului de putere al sarcinii.

Se folosesc notațiile următoare:

— E — tensiunea sursei continue de alimentare a invertorului;

— C — capacitatea condensatoarelor de stingere CS;

— L — inductanța bobinei circuitului de stingere LS;

— I_L — curentul de sarcină;

— R — rezistența echivalentă pierderilor în circuitul de stingere;

— $Q = \frac{X}{R}$ — factorul de calitate al circuitului oscilant de stingere;

— $X = \omega_0 L$;

— $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2LC}}$;

— $\omega = \sqrt{\frac{1}{2LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$;

— t_1 — intervalul de timp cuprins între aprinderea tiristorului de stingere care amorsează procesul de stingere și momentul aprinderii celuilalt tiristor de stingere, montat în antiparalel cu primul, care determină reîncărcarea condensa-

toarelor pentru procesul următor de comutare (pauza dintre impulsurile de stingere);

— t_2 — intervalul de timp cuprins între aprinderea celui de al doilea tiristor de stingere, conform secvenței de mai sus, care determină reîncărcarea condensatoarelor și anularea curentului oscilant de încărcare a condensatoarelor;

— U_{c1}^I și U_{c2}^I — tensiunile cu care sînt încărcați condensatorii de stingere înaintea momentului aprinderii tiristorului de stingere Ta_1 al tiristoarelor principale T_1.

Se definesc următorii parametri electrici care caracterizează funcționarea invertorului:

$$\frac{xI_L}{U_{c1}^I}; \quad \frac{\omega t_2}{\pi}; \quad \frac{E}{U_{c1}^I}.$$

Variația acestor parametri pentru diferiți factori de calitate ai circuitelor oscilante de stingere, în funcție de t_1 este prezentată în figura 6.

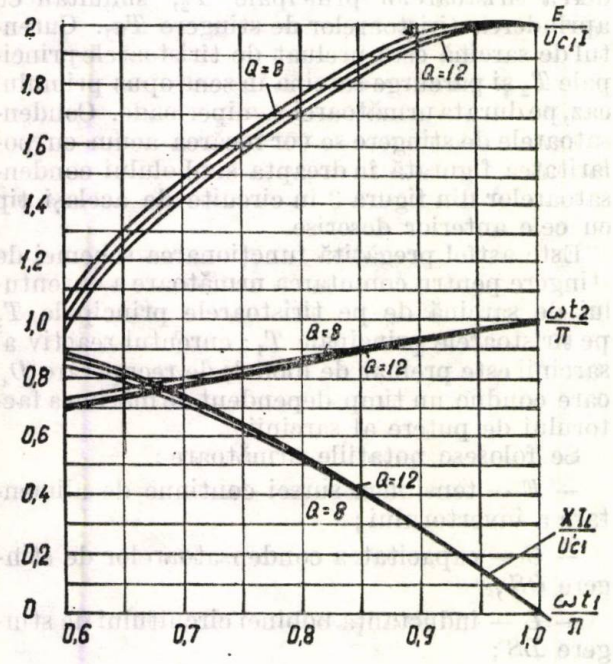


Fig. 6. Diagrama de variație a parametrilor specifici ai invertorului.

Relațiile între parametri au fost determinate în ipoteza circuitelor oscilante cu pierderi relativ mici ($\omega \simeq \omega_0$).

Pentru situația în care între curentul maxim de stingere și curentul de sarcină există relația:

$$\frac{I_{max}}{I_L} = 1{,}5.$$

Valorile optime ale condensatorului și inductanței de stingere sînt date de relațiile:

$$L = 0{,}397 \frac{U_{c1}^I t_0}{I_L} e^{-\frac{\pi}{4Q}},$$

$$C = 0{,}445 \frac{I_L t_0}{U_{c1}^I} e^{-\frac{\pi}{4Q}},$$

în care t_0 este timpul de revenire al tiristorului principal.

Alegerea valorilor elementelor de stingere este determinată totodată de necesitatea limitării creșterii curentului prin tiristoare, înrăutățirea timpului de revenire al tiristorului datorită existenței în antiparalel a diodei de recuperare și de plaja de variație admisă a tensiunii continue de alimentare.

Tensiunea de alimentare a invertorului fiind obținută de la un generator cu tensiunea reglată, blocul electronic de comandă și protecție asigură obținerea unei unde de tensiune alternativă la ieșirea convertizorului de frecvență constantă, în condiții de siguranță cerută de exploatarea specifică feroviară. Cerințele specifice impuse de regimul de tracțiune pentru funcționarea sigură a convertizorului, blocului electronic de comandă și protecție sînt:

— eliminarea semnalelor parazite din electronica de comandă, generate de circuitele de forță care lucrează în regimuri de comutație forțată;

— asigurarea unei secvențe de pornire și oprire în sarcină a convertizorului;

— realizarea unei protecții rapide la scurtcircuite interne în invertor, care elimină posibilitatea distrugerii elementelor semiconductoare de putere, precum și a unei protecții totale la scurtcircuitele pe sarcină (vagoane de cale ferată) specifice condițiilor de exploatare feroviară;

— asigurarea simetriei alternanțelor undei tensiunii de ieșire, precum și supravegherea continuă a acestei simetrii impusă de siguranța circulației;

— protecții la depășirea limitelor de tensiune de ieșire;

— protecția la deconectarea sistemului de ventilație.

Circuitul electronic de comandă (fig. 4), generează impulsurile pentru comanda tiristoarelor invertorului în secvența indicată în diagrama de semnale din figura 5.

Frecvența de lucru a invertorului este dată de un generator de tact $GT1$, care furnizează impulsuri rectangulare cu frecvența impusă (diagrama *a* fig. 5). Circuitul basculant bistabil $CBB1$ divizează cu doi frecvența impulsurilor generate de $GT1$ și realizează un factor de umplere de 1/2 constant (diagrama *b* fig. 5). Circuitul bistabil $CBB2$ mai divizează cu doi frecvența generată de $CBB1$ (diagrama *c* fig. 5). Impulsurile rectangulare de la ieșirea lui $CBB1$ sînt derivate de un circuit de derivare $CD1$ și se aplică la intrarea unui comparator TS împreună cu un semnal de tensiune variabilă dat de un potențiometru (diagrama *e* fig. 5). La ieșirea comparatorului se obțin impulsuri separate de o pauză a cărei mărime este dată de nivelul ten-

siunii continue dată de potențiometru (diagrama *f* fig. 5). Aceste impulsuri sînt aplicate la intrarea unor circuite porți *SI*1, *SI*2, împreună cu semnalele date de circuitul bistabil *CBB*2. Se obțin, în acest mod, impulsurile din diagramele *g*, *h* care au durata egală cu o semiperioadă și frecvența de funcționare a invertorului. Impulsurile egale cu o semiperioadă sînt derivate în circuitele de derivare *CD*2 și *CD*3, de la care se obțin impulsurile de scurtă durată, simultane cu începutul impulsurilor de durată egală cu semiperioada, conform diagramelor *i* și *k* din figura 5. Aceleași impulsuri de durată egală cu o semiperioadă sînt inversate de circuitele *I*1 și *I*2 și derivate de circuitele *CD*4 și *CD*5, obținîndu-se la ieșirea acestor circuite impulsuri scurte simultane cu sfîrșitul impulsurilor de durată egale cu o semiperioadă (diagramele *j* și *k* din fig. 5). Impulsurile scurte simultane, cu începuturile și sfîrșiturile impulsurilor de durată egală cu o semiperioadă, se aplică unor circuite monostabile *CM*1—*CM*4, care formează impulsuri de durată dată, constantă.

Acestea sînt amplificate apoi de amplificatoarele de impulsuri *AI*1—*AI*4, care alimentează primarele transformatoarelor de impuls *m*1—*m*4. Secundarele acestor transformatoare asigură impulsurile de comandă pentru tiristoarele de stingere ale invertorului. Circuitele *SI*3 și *SI*4 au aplicate la intrare impulsuri cu frecvența de 500 Hz date de *GI*2, care sînt tramsmise la cele două ieșiri ale circuitelor *SI*3 și *SI*4 numai pe durata semnalelor de durată egală cu semiperioada. Impulsurile obținute la ieșirile circuitelor *SI*3 și *SI*4 sînt în antifază și se aplică la intrarea amplificatoarelor de impuls *AI*5—*AI*8, la ieșirea cărora se obțin semnalele din diagramele *m*, *n*, *o*, *p* din figura 5.

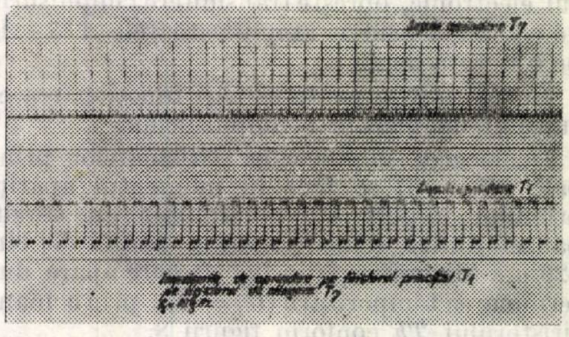
Aceste semnale se aplică transformatoarelor de impuls *m*5—*m*8. Secundarele transformatoarelor de impuls *m*5 și *m*6 se leagă două cîte două în paralel, după circuitele de poartă formate din diode și rezistențe și comandă tiristoarele principale dintr-o diagonală a invertorului convertizorului static de frecvență (fig. 7) cu impuls de durată egală cu durata de conducție impusă tiristoarelor principale, diagrama *s* din figura 5.

Cealaltă diagonală a invertorului (diagrama *r* din fig. 5), primește impulsul de durată egală cu durata de conducție a tiristoarelor principale, de la secundarele transformatoarelor *m*7 și *m*8 legate în același fel ca mai sus. În oscilograma 1 sînt prezentate impulsurile tiristoarelor principale ale invertorului.

Pentru eliminarea semnalelor parazite din electronica de comandă generate de circuitele de forță, care lucrează în regim de comutație, au fost luate măsuri privind :

— alegerea traseelor pentru cabluri din circuitele de transmitere a impulsurilor de comandă a tiristoarelor ;

— torsadarea conductoarelor de transmitere a fiecărui impuls, antiparazitarea cu condensatoare a circuitelor de formare a impulsurilor de comandă și, în special, a amplificatoarelor de impuls de putere ;



Oscilograma 1 a impulsurilor de aprindere.

— construcția compactă a blocului electronic de comandă și protecție, încît să se minimalizeze pe cît posibil legăturile între blocuri ;

— construcția separată a blocurilor cu legături galvanice la circuitele de forță.

Pentru a urmări ansamblul protecțiilor și circuitelor de comandă ale invertorului, în figura 7 este prezentată schema-bloc corespunzătoare acestora.

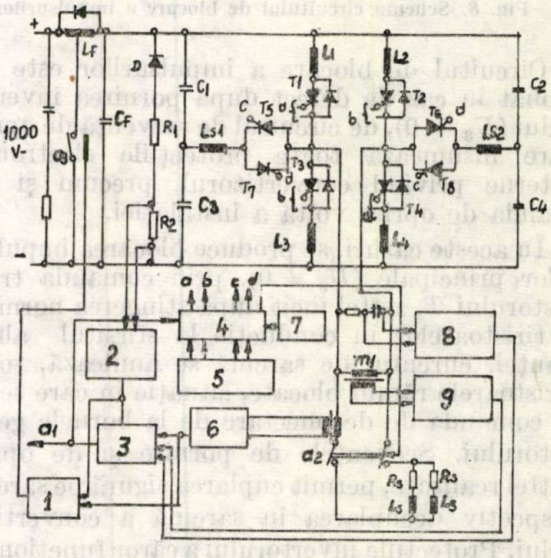


Fig. 7. Schema-bloc a circuitelor de protecție.

Circuitul de blocare a impulsurilor, pentru tiristoarele principale, este utilizat pentru blocarea impulsurilor acestora, la pornire pe o durată de circa 40 s, dată de circuitul de temporizare la pornire. De asemenea, acest circuit este utilizat la oprirea comandată a convertizorului sau provocată de funcționarea protecțiilor.

Blocarea impulsurilor este necesară pentru pornirea cu o secvență anumită a invertorului, creîndu-se condiții de funcționare pentru circuitele electronice în regimuri stabile și din co-

siderente de integrare a convertizorului în schema electrică a locomotivei.

Blocarea impulsurilor este dată de circuitul de temporizare la pornire care din momentul cuplării întrerupătorului a_1 care alimentează blocul electronic, oprește transmiterea impulsurilor de comandă pentru amplificatoarele $AI5-AI8$ pe o durată de 40 s.

În figura 8 se poate urmări funcționarea circuitului de blocare a impulsurilor.

Deblocarea impulsurilor tiristoarelor principale ($U_3 = 0$) se face în momentul apariției primului impuls U_2, sincronizat cu sfîrșitul pauzei dintre semialternanțe, pauză de circa 420 μ s (diagrama *f* din fig. 5), care apare după terminarea temporizării ($U_1 = 0$,), prin comanda tiristorului *Th* conform figurii 8.

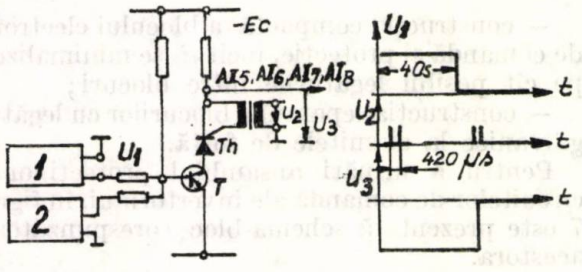


Fig. 8. Schema circuitului de blocare a impulsurilor.

Circuitul de blocare a impulsurilor este acționat în caz de defect după pornirea invertorului ($U_3 = 0$), de circuitul de secvență de oprire care însumează toate protecțiile electronice interne privind convertizorul, precum și comanda de oprire voită a instalației.

În aceste cazuri, se produce blocarea impulsurilor principale ($U_3 \neq 0$), prin comanda tranzistorului *T*, astfel încît după stingerea normală a tiristoarelor în conducție la sfîrșitul alternanței, curentul de sarcină se anulează, toate tiristoarele rămîn blocate, situație în care se dă și comanda de deconectare de la bornele generatorului. Secvențele de pornire și de oprire astfel realizate, permit cuplarea sigură pe sarcină respectiv decuplarea în sarcină a convertizorului. Protecțiile invertorului a căror funcționare provoacă blocarea impulsurilor sînt următoarele : circuitul de protecție la scurtcircuit intern, circuitul de protecție la valori limită ale tensiunii de ieșire a convertizorului, circuitul de supraveghere a componentei continui în tensiunea de ieșire a convertizorului, circuitul de comutare a frecvenței de lucru a convertizorului în situația comutării sale în timpul funcționării.

În oscilogramele 2 și 3 sînt prezentate tensiunea și curentul de ieșire ale convertizorului static de frecvență pentru sarcinile și frecvențele indicate în oscilograme.

În cazul unor posibile defecte care să afecteze circuitele electronice de sincronizare sau în cazul unor cuplări în suprasarcină care depășesc posibilitatea de stingere a circuitelor de stingere, tiristoarele principale ale invertorului intră în conducție simultană (*T*1 și *T*3 sau *T*2 și *T*4), ceea ce echivalează cu un scurtcircuit intern în invertor. Prin urmare, tiristoarele sînt parcurse de curenți de scurtcircuit de valori mari care trebuie limitați.

În momentul apariției unui scurtcircuit intern, condensatorul *Cf* din figura 7 încărcat cu tensiunea continuă redresată, se descarcă oscilant în circuitul format din cele două tiristoare principale înseriate rămase în conducție sau diodele de recuperare în antiparalel cu acestea (T_1 și T_3) și inductanțele de limitare respective (*L1* și *L3*). Curentul maxim determinat de această descărcare este dat de relația :

$$I_{max} = E\sqrt{\frac{C_f}{2L}},$$

în care C_f este valoarea condensatorului de filtrare de la intrarea invertorului.

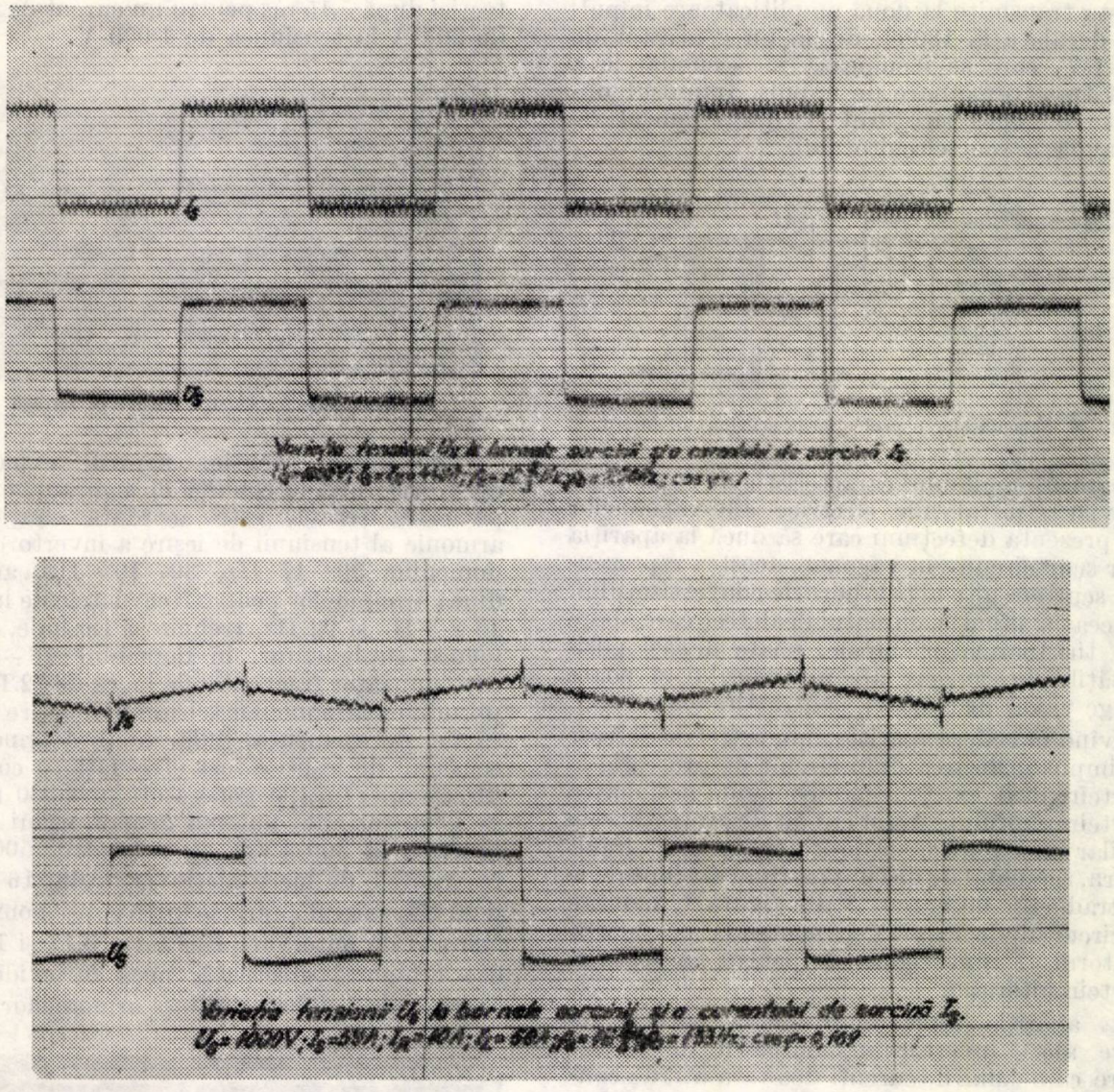
Curentul de scurtcircuit intern astfel definit este suplimentat de curenții de descărcare ai condensatorului circuitului *RC* de la bornele redresorului și de curenții de descărcare ai condensatorului de stingere, acești curenți însă au maximul decalat față de curentul de descărcare dominant al condensatorului filtrului invertorului. Curentul de descărcare oscilant determină reversarea polarității tensiunii continue a condensatorului de filtrare C_f pentru un timp care depinde de perioada circuitului oscilant respectiv.

Reversarea tensiunii continue este detectată de divizorul R_1, R_2, o fracțiune din tensiunea reversată comandă blocul de detecție a scurtcircuitului intern.

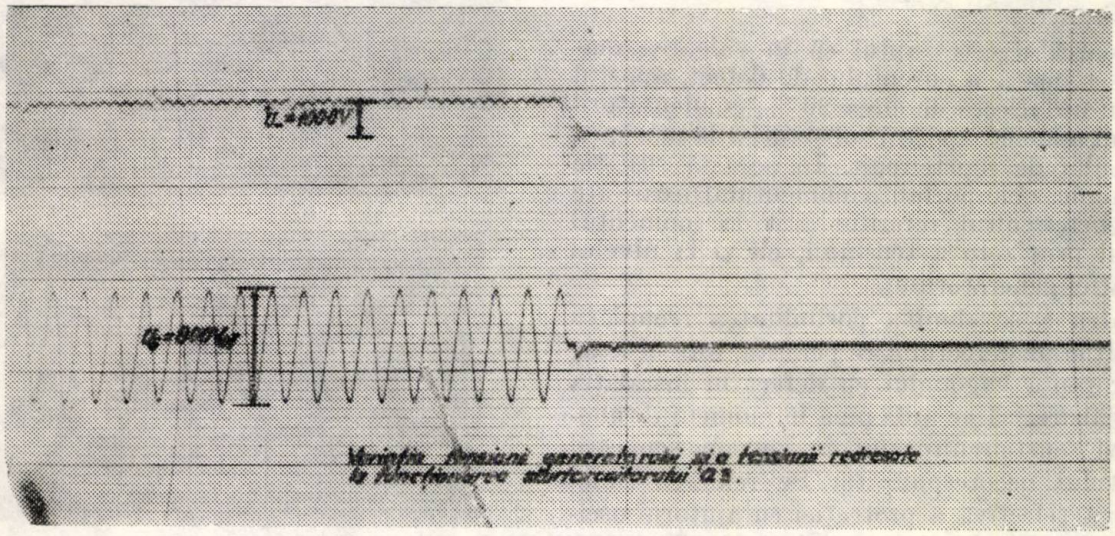
Pentru protecția invertorului la scurtcircuit intern, cînd pot apărea curenți respectivi de valori periculoase este prevăzut un scurtcircuitor care este comandat de semnalul de reversare a tensiunii circuitului intermediar de tensiune continuă, acesta scurtcircuitează intrarea invertorului, iar contactul său principal preia curentul de defect în totalitate. La funcționarea scurtcircuitorului se comandă deschiderea întrerupătorului principal și dezexcitarea generatorului.

Contactul principal al scurtcircuitorului provoacă scurtcircuitarea redresorului convertizorului printr-o porțiune a inductanței de filtrare L_f.

Schema electrică bloc pentru circuitul de protecție la scurtcircuit intern este prezentată în figura 9 și constă dintr-un circuit basculant trigger Schmitt *TS*, declanșat de semnalul de



Oscilogramele 2,3: tensiunea şi curentul la ieşirea convertizorului.



Oscilograma 4: reversarea tensiunii la scurtcircuit intern.

reversare care deschide un circuit poartă *P*. Acesta transmite la două amplificatoare impulsuri decalate la 180°el. de la un generator de tact *GT*, care se însumează în secundarele a două transformatoare de impuls. Impulsul obţinut comandă tiristorul *T* din circuitul de comandă a scurtcircuitorului.

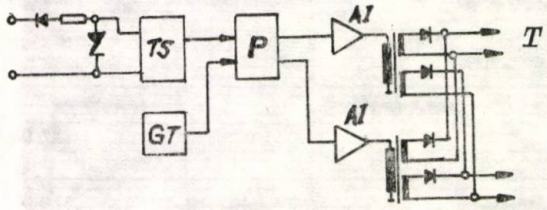


Fig. 9. Schema-bloc a protecţiei la scurtcircuit intern.

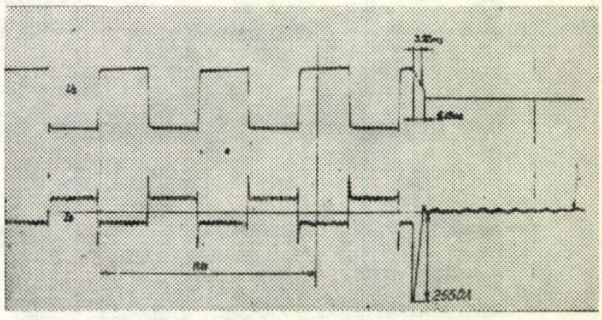
Datorită regimului caracteristic de exploatare feroviară, instalaţiile electrice ale vagoanelor pot prezenta defecţiuni care să ducă la apariţia unor scurtcircuite în vagoane, acestea reprezentînd scurtcircuite nete la bornele convertizorului. În această situaţie, curentul de defect care apare prin tiristoarele principale, poate depăşi posibilităţile de stingere ale invertorului şi poate atinge valori distructive pentru tiristoare.

Avînd în vedere apariţia unor astfel de defecte s-a impus utilizarea unui circuit de protecţie la scurtcircuitul extern, care comandă acţionarea scurtcircuitorului. Acest circuit de protecţie este similar cu circuitul de protecţie la scurtcircuit intern, semnalul de declanşare fiind obţinut de la un traductor de curent 8 din figura 1, montat în circuitul de sarcină şi comandă pe poartă tiristorul *T* din figura 9 pentru acţionarea scurtcircuitorului.

La apariţia scurtcircuitului la bornele de ieşire ale invertorului, curentul de defect apare ca o sumă de curenţi debitată atît de condensatorii filtrului de intrare a invertorului, cît şi de generator prin redresorul convertizorului.

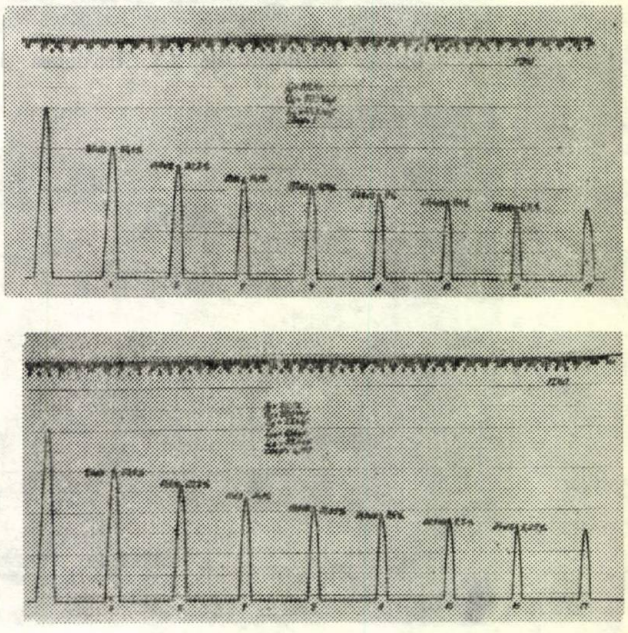
Remarcabil este faptul că în valoarea maximă, estimată a curentului de defect, aportul generatorului este de circa 20 %, condensatorii filtrului aducînd aportul substanţial la mărimea curentului de scurtcircuit. În această situaţie se diminuează importanţa momentului în care are loc scurtcircuitul referitor atît la momentul trecerii prin zero a tensiunii, cît şi la nivelul excitaţiei generatorului.

Pentru a se elimina posibilitatea recuplării instalaţiei pe defectul care persistă, este necesar ca siguranţa vagonului cu defect în instalaţia de încălzire, să se ardă pînă în momentul funcţionării scurtcircuitorului în vederea separării circuitului necorespunzător. Se remarcă funcţionarea selectivă a protecţiei cu ajutorul oscilogramei 5, în care se remarcă arderea siguranţei vagonului după 3,32 ms şi funcţionarea protecţiei după 5,15 ms pentru un curent de sarcină de 205 A la tensiunea de 1 000 V.



Oscilograma 5: scurtcircuitul pe sarcină.

O deosebită atenţie, pentru exploatarea convertizorului în condiţii de siguranţă extremă pe calea ferată, este acordată conţinutului armonic al tensiunii de ieşire a invertorului. În domeniile 36—47 Hz, 89—108 Hz, amplitudinea armonicilor pentru frecvenţele de lucru de 16 2/3 Hz şi 22 Hz, trebuie să fie nule, de asemenea suplimentar, în domeniul 46—54 Hz, corespunzător frecvenţei de lucru de 22 Hz, amplitudinea armonicilor tensiunii de ieşire trebuie să fie, de asemenea, nulă. Analiza armonică a tensiunii de ieşire a fost efectuată în condiţiile următoare: turaţia generatorului 1 330 rot/min şi 2 500 rot/min, puterea generatorului sincron limitată la 300 kVA şi, respectiv, 500 kVA, frecvenţele de lucru ale invertorului 16 2/3 Hz şi 22 Hz, sarcini cuprinse între gol şi nominal cu factorul de putere cuprins între 0,17 şi 1. Analiza armonică efectuată, pusă în evidenţă în diagramele 6 şi 7 atestă lipsa armonicilor în ten-



Oscilogramele 6,7: analiza armonică.

siunea de ieşire a convertizorului în domeniile de frecvenţă specificate mai sus ; la funcţionarea normală a invertorului, apar numai armonicile impare cu amplitudinile corespunzătoare. În domeniul frecvenţelor mai mari de 11 kHz, amplitudinile armonicilor nu depăşesc 1% din valoarea fundamentalei.

Pentru eliminarea posibilităţii de funcţionare a invertorului cu componentă continuă este prevăzut un circuit de supraveghere a acestei componente care supraveghează tensiunea de ieşire a convertizorului.

Schema de principiu a acestui invertor, asigură egalitatea perfectă a alternanţelor tensiunii sale de ieşire, în condiţii normale de funcţionare. Variaţiile provocate de cuplări şi decuplări de sarcină se echilibrează pe parcursul unei perioade, adică cel mult 60 ms. În situaţii limită de dispariţie a impulsurilor de comandă pentru tiristoarele unei alternanţe, simultan cu defectarea protecţiei la limite de tensiune ar fi posibilă apariţia componentei continue. Nulul tensiunii de încălzire se închide prin şina de cale ferată. Apariţia unei componente continue în tensiunea de ieşire a convertizorului static de frecvenţă poate perturba semnalele de telecomenzi feroviare prin armonicile în tensiunea de ieşire. S-a impus, deci, introducerea circuitului de supraveghere a componentei continue care semnalizează apariţia unei componente continue mai mari de 2,4 % din tensiunea de ieşire un timp mai mare de 2,8 s şi deconectează convertizorul. Importanţa circuitului în siguranţa traficului, impune testarea sa zilnică, testare care simulează apariţia unei componente continue în tensiunea de ieşire a convertizorului pozitivă sau negativă. Circuitul de supraveghere şi testare amintit, prezentat în figura 10, aflat la potenţialul circuitelor de forţă, este separat galvanic de circuitele de comenzi.

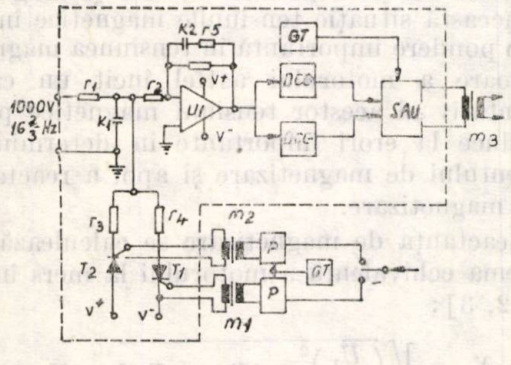


Fig. 10. Schema-bloc a protecţiei la apariţia componentei continue.

Tensiunea de supravegheat se aplică unui circuit de măsură r_1, k_1. Pentru adaptare, între circuitul de măsură şi cel de detecţie s-a introdus amplificatorul operaţional u_1, în care se intră printr-o rezistenţă foarte mare r_2, reacţia de integrare fiind formată din r_5 şi k_2.

Pentru testare se comandă tiristorii $T1$ şi $T2$ corespunzător unei componente continue cu plus sau cu minus în tensiunea de ieşire a convertizorului. Comanda tiristoarelor se face prin două transformatoare de separare m_1 sau m_2, cînd se acţionează comutatorul de testare. Componenta continuă care apare la ieşirea amplificatorului u_1 se aplică unor detectoare de componentă continuă pozitivă sau negativă DCC^+, respectiv DCC^-, cu prag, care comandă un circuit SAU. Tensiunea alternativă dată de generatorul de tact GT se aplică transformatorului m_3 cînd unul din cele două detectoare este activat. Astfel, se realizează separarea galvanică între circuitul de supraveghere măsură şi testare a componentei continue şi schema electronică de comandă a convertizorului static de frecvenţă.

Circuitul de protecţie la depăşirea limitelor de tensiune de ieşire ale convertizorului static de frecvenţă deconectează convertizorul instantaneu sau temporizat după 3 s, după cum tensiunea de ieşire este în afara gamei 700—1 200 V_{ef} sau respectiv 800—1 100 V_{ef}. Circuitul este reprezentat în figura 11.

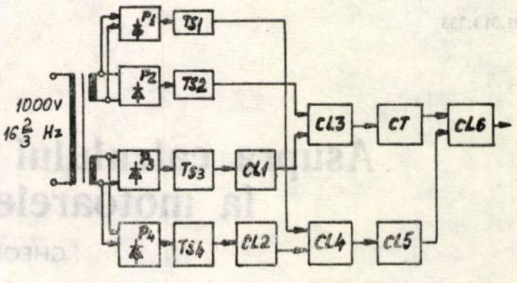


Fig. 11. Schema-bloc a protecţiei la limite de tensiune.

Circuitul de protecţie primeşte semnal de la transformatorul 16 din figura 1. Tensiunea alternativă obţinută de la transformatorul 16, se aplică punţilor redresoare $P_1 - P_4$ şi de aici unor circuite basculante trigger Schmitt $TS1 - TS4$. Circuitele basculante $TS2$ şi $TS3$ basculează la depăşirea limitelor 800 V_{ef} şi respectiv 1 100 V_{ef}, iar $TS1$ şi $TS4$ basculează cînd tensiunea de ieşire este sub 700 V, respectiv mai mare de 1 200 V.

Semnalele de tensiune de la circuitele basculante sînt prelucrate de circuitele logice SAU—NU ($CL1$, $CL2$, $CL5$) de circuitele logice SAU ($CL3$, $CL4$, $CL6$) şi de un circuit de temporizare de 3 s (CT).

Impulsul de la ieşirea lui $CL6$ comandă circuitul secvenţă de oprire, realizînd deconectarea instantanee sau temporizată a invertorului.

Aceste protecţii specifice sînt suplimentate cu o protecţie la lipsa ventilaţiei, care determină deconectarea echipamentului la nevenpe produsele de serie realizate pînă în prezent, însumînd un mare număr de ore de funcţionare pe căile ferate germane, comportarea sa în exploatare corespunzînd aşteptărilor.

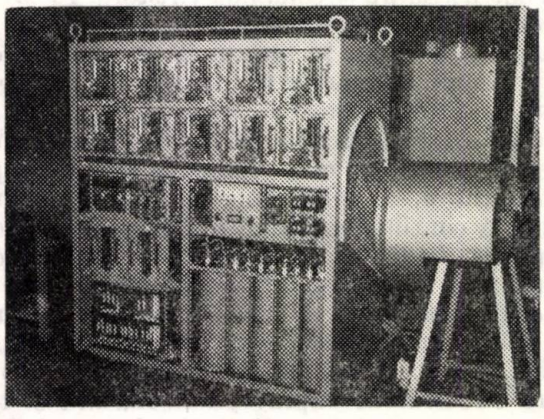


Fig. 12. Invertorul convertizorului.

tilarea sa forţată. În figura 12 este prezentată construcţia invertorului convertizorului construit modular.

Echipamentul a fost îndelung verificat pe locomotivele prototip şi serie „O", de asemenea

Bibliografie

[1] *Bedford, B. D.* and, *Hoft, RG.* Principles of inverter circuits John Willey 1964.

[2] *Mc. Murray, W.* SCR — Inverter commutated by an Auxiliary Impulse. În : IEEE. Trans. on Comm. and Electronics Vol. **83**, nr. 75 Nov. 1964, p. 824—829

[3] *Zăroni, R., Micu, D., Crăcea, I.* — Convertizor static de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă. Brev. RSR 66150. Brevet RDG Nr. 1050157

[4] *Meyer, Manfred* — Mutatoare cu comutaţie forţată Bucureşti Ed. tehnică.

[5] *Micu, D., Micu, M.* Quelques considérations sur un inverteur avec extinction indépendente des thyristors principaux. Buletin Inst. politehnic Iaşi. Tomul **XXII** fasc. 3—4 1976.

[6] *Zăroni, R. Micu, D., Crăcea, I., Lapedatu, E., Nicolescu, G.* Convertizor static de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, de mare putere, utilizat la încălzirea electrică a trenurilor. Comunicare la sesiunea IPA-1980.

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE
CIRCUIT MAGNETIC
TENSIUNE MAGNETICĂ ÎN JUG

Asupra calculului reactanţei de magnetizare la motoarele asincrone trifazate

GHEORGHE MADESCU* — Braşov

Introducere

Performanţele maşinilor electrice se calculează în faza de proiectare din schema echivalentă a maşinii electrice respective. Parametrii schemei echivalente s-au calculat iniţial pe baza dimensiunilor şi formei constructive adoptată de proiectant.

Nu totdeauna performanţele energetice anticipate de proiectant se verifică prin măsurare în laborator după executarea prototipului. Aceasta se întîmplă şi datorită calculului cu erori prea mari a unor parametrii ai schemei echivalente a motorului electric. Dintre aceşti parametrii reactanţa de magnetizare ridică probleme atunci cînd în calculul ei se consideră şi tensiunile magnetice în fier.

* Ing. *Madescu, Gh.* — Întreprinderea „Electroprecizia" — Săcele.

Optimizările economice urmărite în proiectare de constructori au condus la motoare electrice intens solicitate electric şi magnetic. În această situaţie tensiunile magnetice în fier au o pondere importantă în tensiunea magnetomotoare a motorului astfel încît un calcul orientativ al acestor tensiuni magnetice poate conduce la erori importante în determinarea curentului de magnetizare şi apoi a reactanţei de magnetizare.

Reactanţa de magnetizare se calculează din schema echivalentă a motorului la mers în gol [1, 2, 3]:

$$X_m = \sqrt{\left(\frac{U_1}{I_\mu}\right)^2 - (R_m + R_1)^2} - X_1. \qquad (1)$$

Parametrii R_1, X_1, R_m au pondere foarte mică în precizia de determinare a lui X_m cu relaţia (1) astfel că eroarea cu care se determină

reactanța de magnetizare este aproximativ egală cu eroarea de calcul a curentului de magnetizare I_μ.

Componenta reactivă I_μ a curentului de mers în gol este practic egală cu curentul de mers în gol I_0 (pentru mașini de inducție uzuale $I_0/I_\mu = 1{,}003 \div 1{,}005$).

În cele ce urmează se propune o metodă de considerare a influenței descărcării jugurilor prin prezența dinților și de descărcare a jugului rotoric plasat direct pe arbore prin pătrunderea cîmpului magnetic și prin arbore.

Pentru studiu s-a considerat seria modernizată MA de motoare electrice asincrone trifazate din producția întreprinderii IEPS, care cuprinde motoare cu putere între 0,75 kW și 7,5 kW.

Calculînd curentul I_μ după metodicile întîlnite înliteratura de specialitate și comparîndul cu I_0 măsurat pentru fiecare motor în parte s-au constatat situații asemănătoare celei prezentate calitativ în figura 1. Calculele au fost făcute pe calculator pentru diferite grade de saturație ale motoarelor prin variația tensiunii la borne.

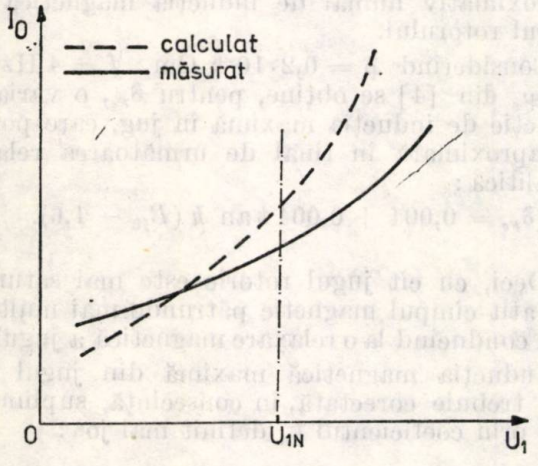


Fig. 1. Variația curentului de mers în gol funcție de tensiunea la borne.

Se constată că modelul teoretic al circuitului magnetic al motorului „se saturează" mai repede decît circuitul magnetic real. În consecință motoarele executate pe baza calculelor de la proiectare sînt în general supradimensionate, fiind susceptibile la optimizări ulterioare.

De aici rezultă că nu s-a calculat suficient de exact curentul de magnetizare I_μ și aceasta ca urmare a calculului inexact al tensiunilor magnetice în fier. Dintre acestea, din acest punct de vedere rolul principal revine tensiunii magnetice în juguri din următoarele motive:

— în dinți inducția este radială și se determină suficient de exact

— în juguri inducția are două componente ambele variabile pe lungimea unui pol, astfel că determinarea tensiunii magnetice implică dificultăți;

— tensiunea megnetică în jug are în general pondere mare în tensiunea magnetică totală în fier.

1. Descărcarea magnetică a jugurilor datorită prezenței dinților

În figura 2 a și b se prezintă desfășurat două juguri care diferă prin forma fundului crestăturii. Forma prezentată în figura 2 a este mai des utilizată în practică în ultimul timp.

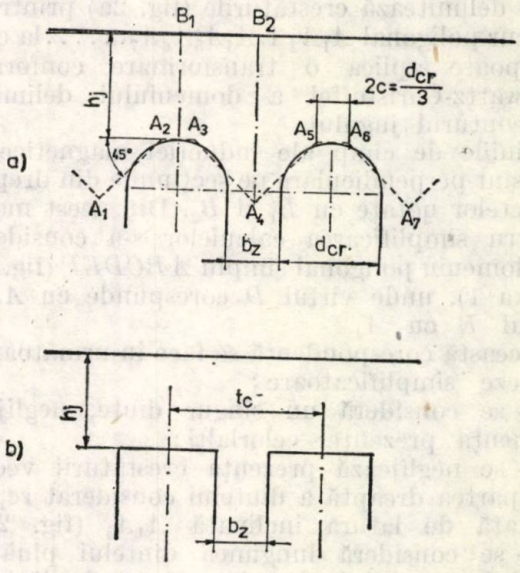


Fig. 2. Secțiune transversală prin jugul desfășurat pentru două forme de crestături.

Liniile de cîmp magnetic care se închid prin jugul de înălțime h_j se curbează în dreptul dinților, secțiunea jugului fiind mai mare în axa dinților și anume de h_j/k_j (unde k_j este subunitar). Efectul este o descărcare magnetică a jugului ca urmare a prezenței dinților.

Dacă fundul crestăturii este drept (fig. 2 b) prezența dinților are o influență mai mică.

În [4] se sugerează pentru cazul din figura 2b o analogie cu coeficientul lui Carter pentru întrefier. Deci, prezența dinților mărește fictiv jugul, așa cum deschiderea crestăturii mărește întrefierul. Deosebirea între cele două situații constă în aceea că liniile de cîmp din jug sînt linii echipotențiale în întrefier și invers. De la studiul cîmpului magnetic cu ajutorul funcțiilor complexe se știe că aceeași configurație determinată a cîmpului poate rezolva probleme fizice diferite, dacă se schimbă liniile de cîmp și cele echipotențiale între ele [5].

Ținînd seama de acestea pentru k_j se poate considera relația (prin analogie cu coeficientul lui Carter):

$$k_j = \frac{t_c}{t_c - \gamma h_j}, \qquad (2)$$

unde:

$$\gamma = \frac{(b_z/h_j)^2}{5 + b_z/h_j}. \quad (3)$$

În cazul figurii 2a se constată că descărcarea magnetică a jugului este mai mare decît cea corespunzătoare relației (2), care dă valori cuprinse între $k_j = (0{,}98 \div 0{,}99)$.

Pentru a calcula coeficientul k_j în cazul figurii 2a se poate proceda ca și la determinarea coeficientului lui Carter prin metoda transformărilor conforme [2].

În acest scop se aproximează semicercurile care delimitează crestăturile (fig. 2a) printr-un contur poligonal $A_1A_2A_3A_4A_5A_6A_7\ldots\ldots$ la care se poate aplica o transformare conformă Schwartz-Christoffel a domeniului delimitat de conturul jugului.

Liniile de cîmp ale inducției magnetice în jug sînt perpendiculare pe secțiunile din dreptul punctelor notate cu B_1 și B_2. Din acest motiv pentru simplificarea calculelor s-a considerat un domeniu poligonal simplu $ABCDEF$ (fig. 5a, anexa 1), unde vîrful D corespunde cu A_3 și vîrful E cu A_4.

Această corespondență se face în următoarele ipoteze simplificatoare:

— se consideră un singur dinte, neglijînd influența prezenței celorlalți;

— se neglijează prezența crestăturii vecine din partea dreaptă a dintelui considerat reprezentată de latura înclinată A_4A_5 (fig. 2a);

— se consideră lungimea dintelui pînă la nivelul punctului A_4 (dependent de lățimea dintelui).

Ipotezele introduse simplifică problema permițîndu-i o rezolvare analitică, pierzînd însă din rigurozitate. Verificările experimentale au dovedit că ipotezele de mai sus pot fi acceptate.

În anexa 1 se calculează coeficientul k_j obținîndu-se următoarea relație:

$$k_j = 0{,}6 + 0{,}4\,\frac{h_j}{h_j + d_{cr}/3 + b_z/2}. \quad (4)$$

Utilizînd relația (4) pentru diferite dimensiuni de jug (fig. 2a) se obțin valori cuprinse între $k_j = (0{,}85 - 0{,}91)$.

Acest coeficient de descărcare magnetică este valabil atît pentru jugul stator (k_{j1}), cît și pentru jugul rotor (k_{j2}) și se va calcula separat.

2. Descărcarea magnetică a jugului-rotor datorită prezenței axului

Se știe că la unele motoare electrice pachetul de tole rotoric se presează direct pe axul motorului. Este și cazul motorului asincron trifazat cu colivie în rotor. În aceste condiții, dacă jugul rotoric este intens solicitat magnetic, o parte din fluxul magnetic care trece prin jug pătrunde și prin axul motorului, inducția magnetică scăzînd ca urmare a creșterii fictive a secțiunii jugului.

Adîncimea de pătrundere a cîmpului magnetic în feromagnetici masivi se calculează [4] cu relația:

$$\delta_{Fe} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2\rho 10^7}{\mu_r \cdot f_2}}, \quad (5)$$

unde:

ρ — rezistivitatea materialului axului;

f_2 — frecvența cîmpului magnetic în rotor;

μ_r — permeabilitatea magnetică relativă a axului.

Pătrunderea cîmpului în axul rotorului este favorizată și de frecvența redusă a cîmpului de aici ($2 \div 7$ Hz).

Variația permeabilității relative μ_r a fost determinată experimental [4] funcție de inducția magnetică maximă în jugul rotorului.

În final adîncimea de pătrundere a cîmpului în ax, calculată cu relația (5), este dependentă aproximativ numai de inducția magnetică în jugul rotorului.

Considerînd $\rho = 0{,}2 \cdot 10^{-6}$ Ωm, $f = 4$ Hz și cu μ_r din [4] se obține, pentru δ_{Fe}, o variație funcție de inducția maximă în jug, care poate fi aproximată în final de următoarea relație analitică:

$$\delta_{Fe} = 0{,}004 + 0{,}004\,\mathrm{tan}\,h\,(B_{j2} - 1{,}6). \quad (6)$$

Deci, cu cît jugul rotoric este mai saturat, cu atît cîmpul magnetic pătrunde mai mult în ax, conducînd la o relaxare magnetică a jugului.

Inducția magnetică maximă din jugul rotor trebuie corectată, în consecință, suplimentar prin coeficientul k_a definit mai jos:

$$k_a = \frac{h_{j2}}{h_{j2} + \delta_{Fe}}. \quad (7)$$

3. Calculul reactanței de magnetizare

Pentru calculul reactanței de magnetizare se va utiliza relația (1), în care curentul I_μ se calculează cu expresia:

$$I_\mu = \frac{\pi \cdot F_{tot}}{2\sqrt{2}mW_1k_{q1}k_{y1}}, \quad (8)$$

unde:

$$F_{tot} = p\,(F_{j1} + F_{j2} + 2F_{d1} + 2F_{d2} + 2F_\delta). \quad (9)$$

Ținînd seama de cele prezentate în capitolele anterioare se propune mai jos o metodică pentru calculul tensiunii magnetice în jug la motoarele asincrone.

Se admite, inițial, o variație sinusoidală a modulului inducției magnetice în juguri. Raportul dintre componența tangențială și cea radială a inducției magnetice în juguri este variabilă pe lungimea unui pol. Determinarea exactă a celor două componente în fiecare punct din jug este complicată. Se consideră numai componenta tangențială a inducției, care are ponderea cea mai mare în tensiunea magnetică în jug (mai ales la motoarele cu număr mic de poli).

Prin urmare, inducția magnetică de-a lungul jugului are expresia:

$$B_{j1}(x) = k_{j1} B_{j1\max} \sin^n\left(\pi \frac{x}{\tau_{j1}}\right), \qquad (10)$$

pentru jugul statoric și:

$$B_{j2}(x) = k_a k_{j2} B_{j2\,\max} \sin^n\left(\pi \frac{x}{\tau_{j2}}\right), \qquad (11)$$

pentru jugul rotoric, unde:

$$B_{j1,\,2\max} = \frac{\Phi}{2h_{j1,2} L_i k_{Fe}}. \qquad (12)$$

Exponentul n modifică forma sinusoidală a inducției în jug.

La motoarele cu număr mare de poli raportul h_j/τ crește astfel că neglijarea componentei radiale a inducției se resimte în calculul tensiunilor magnetice în juguri. De acest fapt se poate ține seama alegînd valori pentru n în raport cu numărul p al perechilor de poli, sub forma:

— $n = 1$ (pentru $p = 1$),
— $n = 0{,}4$ (pentru $p = 2$),
— $n = 0{,}3$ (pentru $p = 3$ și $p = 4$).

Cunoscînd variația inducției magnetice pe lungimea jugului (10), (11) și curba de magnetizare $H(B)$, tensiunea magnetică în jug va fi:

$$F_j = \int_0^{\tau_j} H(B_j(x))\,dx. \qquad (13)$$

Utilizînd relațiile (8) ÷ (13) la calculul curentului de magnetizare și comparîndu-l cu cel măsurat la proba de mers în gol, s-au constatat abateri în ambele sensuri, mai mici sau mai mari, funcție de gradul de saturație a părților feromagnetice ale motorului.

Este posibil să se țină seama de influența coeficientului de saturație prin introducerea unui coeficient de corecție k_F al tensiunii magnetice în fier funcție de saturația motorului.

Coeficientul total de saturație k_{st} este:

$$k_{st} = \frac{F_{j1} + F_{j2} + 2F_{d1} + 2F_{d2}}{2F_\delta} \qquad (14)$$

Utilizînd relațiile (8) și (9) coeficientul k_F ca funcție de k_{st} se introduce sub forma:

$$2\sqrt{2} m W_1 k_{q1} k_{y1} I_\mu = \pi p[(F_{j1} + F_{j2} + 2F_{d1} + 2F_{d2})k_F + 2F_\delta]. \qquad (15)$$

În (15) tensiunile magnetice ale diferitelor porțiuni de circuit magnetic se obțin prin calcul, iar curentul I_μ se măsoară. Celelalte mărimi din relație fiind cunoscute, se poate calcula coeficientul k_F pentru diferite grade de saturație la același motor (prin variația tensiunii de alimentare) și pentru diferite motoare.

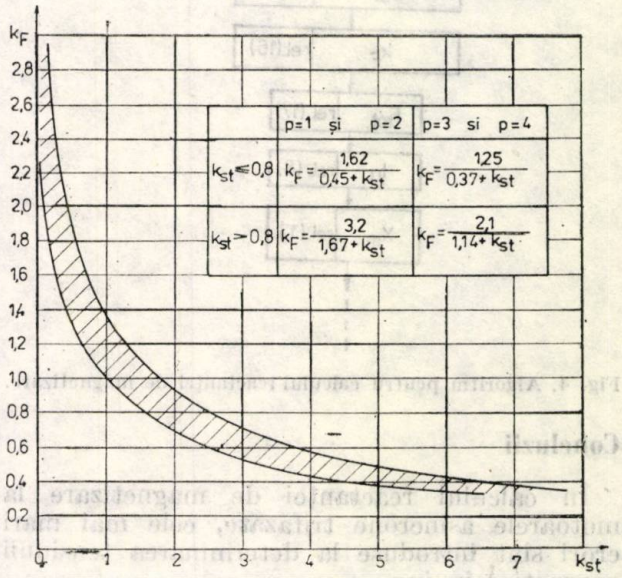


Fig. 3. Coeficientul de corecție al tensiunii magnetice în fier funcție de saturația fierului.

Rezultatele sînt prezentate în figura 3. Punctele superioare din zona haşurată corespund motoarelor cu 2 și 4 poli, iar punctele inferioare, motoarelor cu 6 și 8 poli.

Pentru a ușura automatizarea calculelor, în tabelul de pe figura 3 se propun și relații analitice care aproximează bine curbele trasate:

$$k_F = f(k_{st}). \qquad (16)$$

Cu aceste observații, tensiunea magnetică totală a motorului se calculează cu relația:

$$F_{tot} = p[(F_{j1} + F_{j2} + 2F_{d1} + 2F_{d2})k_F + 2F_\delta]. \qquad (17)$$

În figura 4 este dat un algoritm pentru calculul reactanței de magnetizare a motorului.

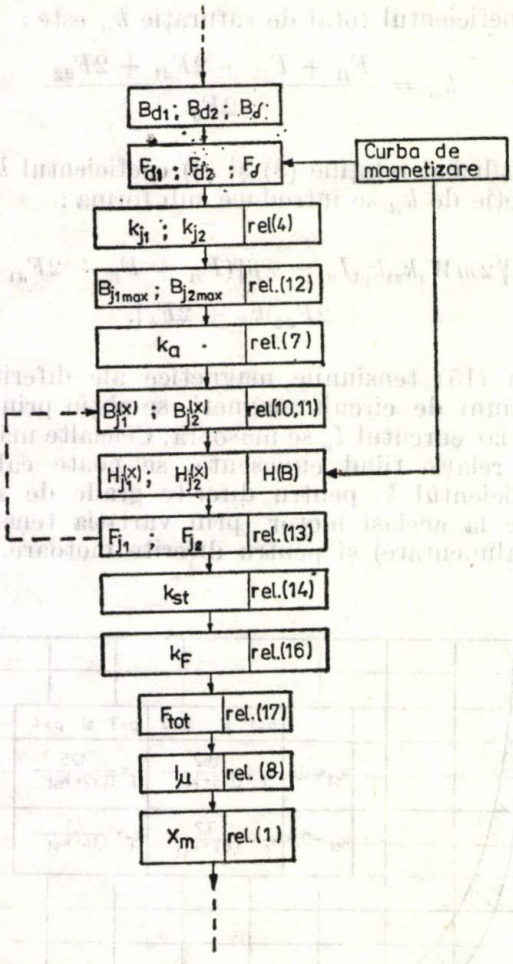


Fig. 4. Algoritm pentru calculul reactanței de magnetizare.

Concluzii

În calculul reactanței de magnetizare la motoarele asincrone trifazate, cele mai mari erori sînt introduse la determinarea tensiunii magnetice în jug.

În acest sens se propune, mai sus, un algoritm de calcul pentru tensiunea magnetică în jug, în care se ține seama de:

— forma jugului (prin coeficientul k_j);
— influența presării pachetului de tole rotor direct pe ax;
— variația spațială a inducției magnetice în jug;
— influența saturației fierului.

Metoda propusă a fost verificată practic prin compararea curentului de magnetizare calculat cu cel măsurat la proba de mers în gol. S-au constatat abateri mai mici de 7 % față de curentul măsurat. În anexa 2 se prezintă cîteva astfel de comparații.

Această modelare numerică a circuitului magnetic al motorului asincron, prezentată mai sus, poate fi utilizată cu succes în proiectare și mai ales în optimizarea construcțiilor motoarelor asincrone.

ANEXA 1

Calculul coeficientului k_j

Se va efectua transformarea conformă cu ajutorul formulei Schwartz-Christoffel a conturului poligonal $ABCDEF$ din planul Z (fig. 5a) pe semiplanul superior W (fig. 5b).

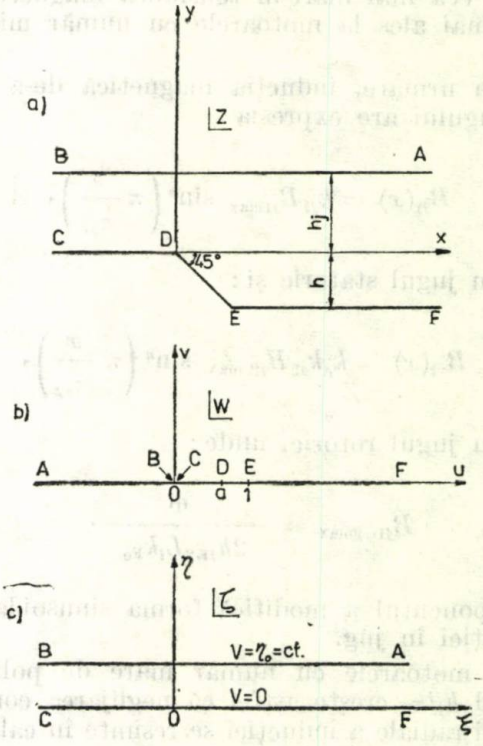


Fig. 5. Transformarea conformă a planului $Z(a)$ în planele W și ζ (b și c).

Punctul D se află în originea planului Z, iar punctul E are coordonatele (ținînd seama de figura 2): $x = h$, $y = -h$ unde:

$$h = \frac{1}{3} d_{cr} + \frac{1}{2} b_z. \tag{18}$$

Cu acestea relația de transformare conformă amintită devine:

$$z = C_1 \int \left(\frac{w - a}{w - 1} \right)^{\frac{1}{4}} \frac{dw}{w} + C_2. \tag{19}$$

Urmează să determinăm constantele C_1, C_2, a. Pentru aceasta se fac, în relația (19), succesiv substituțiile $w = re^{i\varphi}$ respectiv $w = Re^{i\varphi}$, obținîndu-se două integrale curbilinii. Prima se integrează pe un semicerc cu $r \to 0$ iar a doua pe un semicerc cu $R \to \infty$. Se obține în final:

$$C_1 = \frac{h_j + h}{\pi}, \tag{20}$$

$$\sqrt[4]{a} = \frac{h_j}{h_j + h}. \tag{21}$$

Se poate trece acum la rezolvarea analitică a integralei (19), făcînd substituţia $(w-a)/(w-1)=t^4$ şi obţinîndu-se:

$$z=C_1\left(2\,\mathrm{arctg}\,t+\ln\frac{1+t}{1-t}-2\sqrt[4]{a}\,\mathrm{arctg}\left(\frac{t}{\sqrt[4]{a}}\right)-\right.$$

$$\left.-\sqrt[4]{a}\ln\frac{\sqrt[4]{a}+t}{\sqrt[4]{a}-t}\right)+C_2\,; \qquad (22)$$

unde:

$$t=\sqrt[4]{\frac{w-a}{w-1}}. \qquad (23)$$

Constanta C_2 se determină asigurînd, de exemplu, corespondenţa punctului D în planele W şi Z. Astfel, pentru $w=a$ trebuie să se obţină $z=0$. Rezultă astfel $C_2=0$.

În continuare se transformă conform semiplanul superior, $Imag\,(w)>0$ în fîşia $0<Imag\,(\zeta)<\eta_0$ din planul ζ (fig. 5c).

Această transformare este definită de relaţia:

$$\zeta=C_3\ln(w). \qquad (24)$$

Considerăm cunoscut potenţialul $V=\eta_0$ al liniei echipotenţiale AB din planul ζ şi respectiv potenţialul $V=0$ al liniei CF.

Deci pentru dreapta AB din planele ζ şi W se poate scrie:

$$V=\eta_0=I\,mag\,(C_3\ln(e^{i\pi}))=C_3\pi\,; \qquad (25)$$

de unde rezultă:

$$C_3=\frac{\eta_0}{\pi}. \qquad (26)$$

În acest fel se obţine în fîşia $ABCF$ din planul ζ un cîmp magnetic omogen, liniile de cîmp, respectiv cele echipotenţiale, fiind drepte paralele.

Relaţiile (22) ÷ (24) definesc transformări conforme care asigură corespondenţa a trei domenii din cele trei plane complexe.

Modulul inducţiei magnetice într-un punct al domeniului din planul Z va fi (considerînd $\mu=const$ pe porţiuni):

$$B=\mu\left|\frac{d\zeta}{dw}\frac{dw}{dz}\right|=\mu\frac{\eta_0}{h_j+h}\left|\left(\frac{w-1}{w-a}\right)^{\frac{1}{4}}\right|. \qquad (27)$$

Din planul Z se observă că valoarea maximă a inducţiei se obţine pentru $z\to-\infty$, respectiv $w\to 0$ în planul W, astfel încît din relaţia (27) se obţine:

$$B_{max}=\mu\frac{\eta_0}{h_j}. \qquad (28)$$

Împărţind pe (27) şi (28) se obţine:

$$\frac{B}{B_{max}}=\frac{h_j}{h_j+h}\left|\left(\frac{w-1}{w-a}\right)^{\frac{1}{4}}\right|. \qquad (29)$$

Cu ajutorul relaţiei (29) şi ţinînd seama de legătura între w şi z dată de (22), (23) se poate acum determina valoarea raportului (B/B_{max}) în punctele dorite din planul Z.

Se urmăreşte, în continuare, dreapta AB din planul Z pentru care $y=h_j$ şi $x\in(-\infty,+\infty)$.

Valoarea minimă a raportului (B/B_{max}) se obţine pentru $z\to\infty$, respectiv $w\to-\infty$ şi este:

$$\left(\frac{B}{B_{max}}\right)_{min}=\frac{h_j}{h_j+h}, \qquad (30)$$

iar valoarea maximă, aşa cum s-a văzut anterior, se obţine pentru $z\to-\infty$ respectiv $w\to 0$ şi este:

$$\left(\frac{B}{B_{max}}\right)_{max}=1. \qquad (31)$$

Pentru $b_z=6$ mm, $d_{cr}=11$ mm, $h_j=15$ mm s-a reprezentat cu linie continuă în figura 6, variaţia raportului $(B(x)/B_{max})$ pe porţiunea care interesează $x\in(-c,+h)$. Datorită simetriei se pot extinde rezultatele pe toată lungimea jugului, aşa cum se arată în figura 6 cu linie întreruptă.

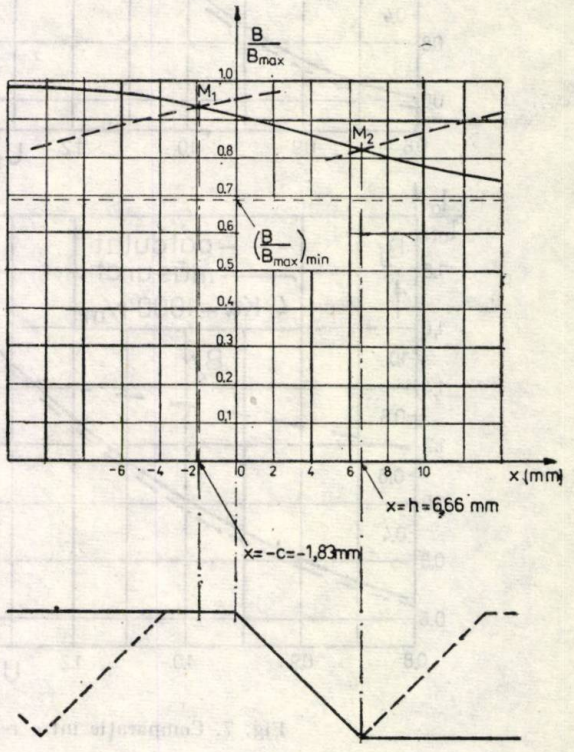


Fig. 6. Variaţia inducţiei magnetice în jug în raport cu valoarea ei maximă.

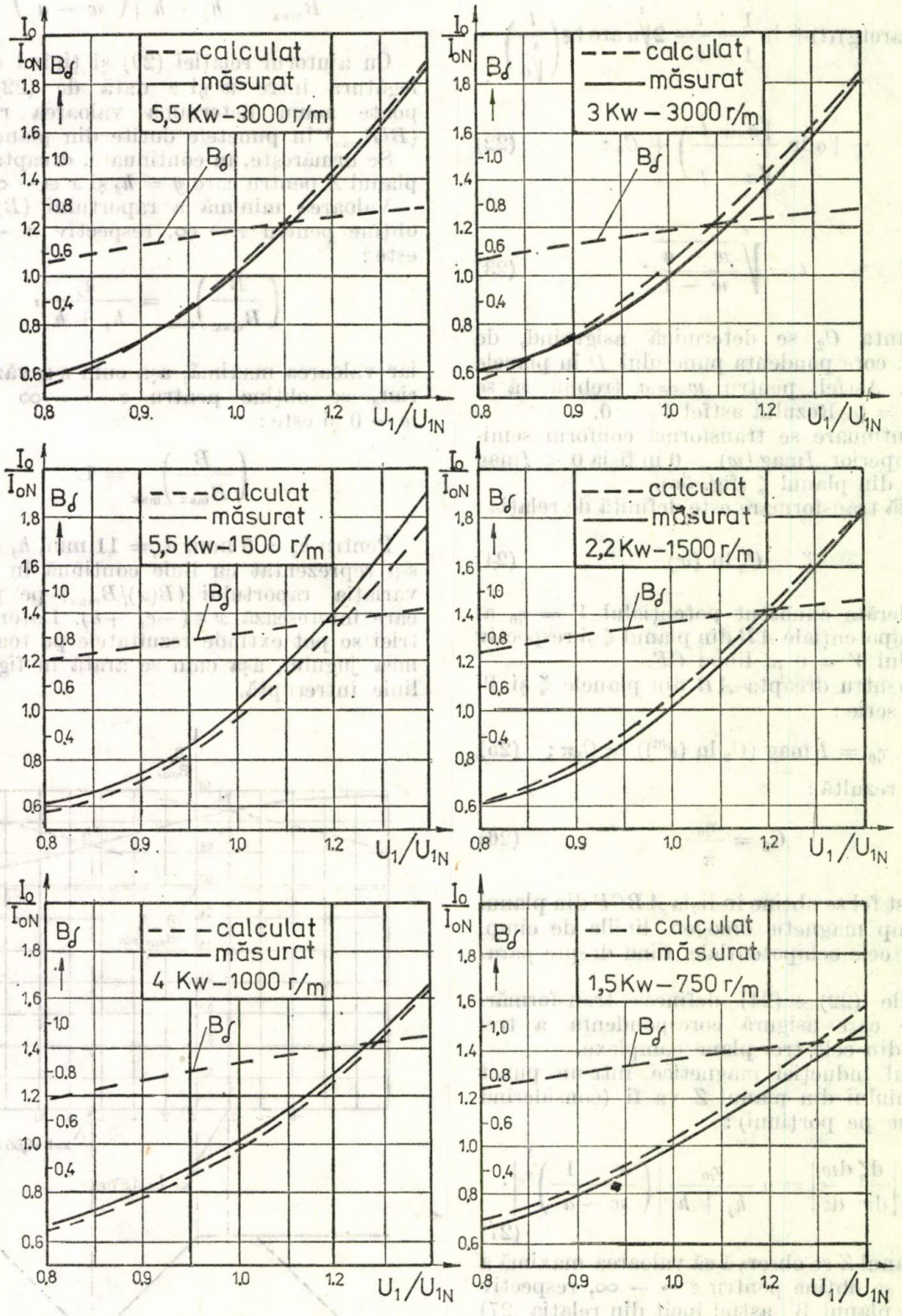


Fig. 7. Comparație între rezultatele teoretice și cele experimentale.

Valoarea medie a raportului între punctele M_1 și M_2 este:

$$\left(\frac{B}{B_{max}}\right)_{med} = \frac{1}{c+h}\int_{-c}^{h}\left(\frac{B(x)}{B_{max}}\right)dx. \quad (32)$$

Ținînd seama de variația aproximativ liniară între punctele M_1 și M_2 avem:

$$\left(\frac{B}{B_{max}}\right)_{med} \cong \frac{B(-c)+B(h)}{2B_{max}}. \quad (33)$$

Acest raport mediu (subunitar) reprezintă chiar coeficientul k_j de descărcare magnetică a iugului, datorită prezenței dinților.

Chiar și (33) este însă greu de aplicat în practică, deoarece din (22), (23) nu se poate obține legătura inversă $w = f(z)$ care să ne permită parcurgerea drumului:

$$z \to w \to \frac{B(w(z))}{B_{max}}. \quad (34)$$

S-a încercat o cale directă pentru calculul raportului $(B/B_{max})_{med}$ care să conducă la o relație ușor de aplicat în proiectare.

Astfel, s-a constatat că o medie ponderată între valoarea maximă (31) și cea minimă (30) dă, pentru raportul $(B/B_{max})_{med}$, aceeași valoare ca și (33). Această medie ponderată este:

$$\left(\frac{B}{B_{max}}\right)_{med} = k_j = \frac{3(1)+2(h_z/(h_j+h))}{5}. \quad (35)$$

Pentru toate tolele seriei de motoare amintite mai sus s-au comparat rezultatele date de relațiile (33) și (35). S-au constatat erori mai mici de 0,2%.

Se poate astfel, folosi cu bună aproximație pentru coeficientul căutat relația aproximativă:

$$k_j = 0{,}6 + 0{,}4\,\frac{h_j}{h_j + 0{,}33\,d_{cr} + 0{,}5\,b_z}. \quad (36)$$

Anexa 2

Algoritmul propus în figura 4 a fost verificat pe diverse tipuri de motoare. S-au efectuat calcule în succesiunea arătată pentru diferite inducții magnetice în întrefier prin modificarea tensiunii pe fază.

Din încercările de laborator s-a dispus pentru fiecare motor în parte de curbele $I_0(U_1)$ care caracterizează starea circuitului magnetic al motorului.

Acestea au permis comparații între calculele teoretice și rezultatele practice. Cîteva dintre ele sînt arătate în figura 7.

S-au utilizat mărimi raportate pe cele două axe pentru o claritate mai mare. Din același motiv s-a reprezentat pe figură și variația inducției în întrefier (calculată), funcție de tensiunea la borne.

Abaterile constatate pot avea diverse cauze dintre care se amintesc:

— metoda de calcul propusă care rămîne în continuare o metodă aproximativă;

— cauze tehnologice și de montaj în execuția motorului: mărimea întrefierului, neuniformitatea lui;

— variația calității tablei silicioase;

— erori de măsurare.

Notații utilizate

b_z — lățimea dintelui;
B — inducția magnetică;
B_j — inducția magnetică în jug;
d_{cr} — lățimea crestăturii;
δ_{Fe} — adîncimea de pătrundere a cîmpului magnetic în axul rotorului;
f — frecvența fenomenelor electromagnetice;
F_d — tensiunea magnetică în dinți;
F_δ — tensiunea magnetică în întrefier;
F_j — tensiunea magnetică în jug;
F_{tot} — tensiunea magnetomotoare totală a motorului;
Φ = fluxul magnetic polar;
h_j — înălțimea jugului;
H — intensitatea cîmpului magnetic;
I_0 — curentul de mers în gol;
I_{ON} — curentul de mers în gol la tensiune nominală;
I_μ — curentul de magnetizare (componenta reactivă a curentului de mers în gol);
k_a — coeficient de descărcare magnetică suplimentară a iugului rotor;
k_F — coeficient de corecție al tensiunii magnetice în fier;
k_{Fe} — factor de umplere al pachetului de tole;
k_j — coeficient de descărcare magnetică a jugurilor;
k_q — factor de repartiție al înfășurării;
k_{st} — coeficient total de saturație;
k_y — factor de scurtare a pasului înfășurării;
L_i — lungimea pachetului de tole (lungimea ideală a motorului);
m — numărul de faze;
μ — permeabilitate magnetică;
μ_r — permeabilitatea magnetică relativă;
n — exponent de corecție;
p — numărul de perechi de poli;
R_1 — rezistența electrică pe fază a primarului;

R_m — rezistența de magnetizare;
ρ — rezistivitatea electrică;
t_c — pasul crestăturii;
τ_j — pasul polar pe suprafața dinspre întrefier a jugului considerat;
U_1 — tensiunea pe fază;
U_{1N} — tensiunea nominală pe fază;
V — potențial magnetic.
W — numărul de spire pe fază;
X_1 — reactanța de dispersie;
X_m — reactanța de magnetizare;
x,y — coordonate ale unui punct în planul Z;
u,v — coordonate în planul W;
ζ,η — coordonate în planul ζ;
I mag (z) — partea imaginară a numărului complex z;

Indicele „1" se referă la stator iar indicele „2" la rotor. Toate unitățile de măsură sînt cele din S.I.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Mașini electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
[2] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Craiova, Editura „Scrisul Românesc", 1975.
[3] *Dordea, T.* Proiectarea și construcția mașinilor electrice, vol. I, II. I.P. „Traian Vuia" Timișoara, curs litografiat, 1979.
[4] *Schuisky, W.* Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer Verlag, 1960.
[5] *Simonyi, K.* Electrotehnică Teoretică. București, Editura tehnică, 1974.
[6] *Postnikov, I.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Editura Tehnică, 1958.
[7] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. IV. București, Editura tehnică, 1960.

CZ 621.319.316.621.5

CÎMP ELECTRIC
ÎNTRERUPTOARE
CELULA ANTIGRIZUTOASĂ

Asupra repartiției cîmpului electric la întreruptorul tip ICA—7,2 kV/400 A, pentru celula antigrizutoasă

PETRE TUȘALIU, TATIANA BĂLĂȘOIU, ION DINU, RADU CHELARU*— Craiova

Introducere

Cerințele actuale de modernizare și fiabilitate impuse de tehnica avansată în specialitatea aparatajului de medie tensiune, atît sub aspectul performanțelor tehnice, cît și sub aspectul performanțelor economice (gabarite, greutăți, costuri) impun cu necesitate un studiu riguros al mărimilor luate în considerație la dimensionarea și verificarea distanțelor de izolație avînd în vedere cît mai mulți factori legați de particularitățile de exploatare [3, 5, 6].

Solicitările care apar într-un material electroizolant, căruia i se aplică o anumită tensiune, depind în mare măsură de repartiția cîmpului electric [1, 2, 3, 7], și anume nu numai de valoarea lui numerică ci și de modul în care liniile acestui cîmp sînt orientate (atît ca direcție cît și ca sens). Pentru aceeași configurație de electrozi solicitările diferă, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate [2, 4, 6, 7].

Calculul intensității cîmpului electric la tensiunea normală, de încercare sau la supratensiuni, apare așadar justificat în faza de proiectare, pentru alegerea configurației electrozilor și pentru dimensionarea intervalului electroizolant, în corelare cu proprietățile sale și cu restricțiile impuse de condițiile de funcționare.

Calculul solicitărilor dielectrice pentru întreruptorul ICA destinat echipării celulelor antigrizutoase impune luarea în considerație a particularităților acestuia și anume:

— întreruptorul funcționează în celulă, deci nu există posibilitatea apariției supratensiunilor atmosferice; în acest caz nu mai este nevoie de protecție prin descărcător, iar dimensionarea intervalului disruptiv nu ține seama de tensiunea reziduală a acestuia;

— întrerupătorul are contacte tip tijă — tulpină; deoarece distanța între ele în poziția deschis este mult mai mare decît diametrul electrodului mobil, cele două contacte se consideră vîrfuri;

— după începerea separării contactelor (deci după apariția arcului electric de deschidere), spațiul dintre ele se consideră în aer, deoarece uleiul este descompus și împins din cauza presiunii prin orificiul practicat în peretele camerei de stingere, către carter;

— întreruptorul are o singură cameră de stingere pe pol, aceasta fiind suficientă pentru stingerea eficace a arcului electric.

* Ing. *Tușaliu, P.* — Universitatea Craiova, ing. *Bălășoiu, T.* — Intrepr. de utilaj greu — Craiova, ing. *Dinu, I.* Intr. de osii și boghiuri Balș; ing. *Chelaru, R.* — Intrepr. de utilaj greu — Craiova.

Determinarea repartiţiei cîmpului electric se face pornind de la teoria generală a configuraţiilor de electrozi, ţinînd seama de particularităţile de mai sus [1, 8, 9, 10].

1. Studiul repartiţiei cîmpului electric

Tensiunea pentru care se calculează dimensiunile şi solicitările distanţei disruptive, sau, mai simplu, tensiunea de calcul a izolaţiei U_{ci} este [1, 5, 7], în cazul existenţei unei singure camere de stingere pe pol:

$$U_{ci} = K_s \cdot \gamma \cdot 1{,}5 \frac{\sqrt{2}\,U_m}{\sqrt{3}}, \ [\mathrm{kV_{max}}], \qquad (1)$$

în care k_s este coeficient de siguranţă, în general $k_s \simeq 1{,}5$;

γ — factorul de oscilaţie al tensiunii de restabilire ($\gamma \simeq 1{,}6$);

U_m — tensiunea cea mai ridicată între două faze ale reţelei [$\mathrm{kV_{ef}}$];

$\frac{1{,}5\sqrt{2}U_m}{\sqrt{3}}$ — tensiunea oscilantă de restabilire a polului în care arcul electric se stinge primul, în cazul scurtcircuitului trifazat simetric.

Pentru întreruptorul ICA — 7,2 kV/400 A, $U_m = 7{,}2$ kV şi înlocuind se obţine:

$$U_{ci} = 21{,}164 \ \mathrm{kV_{max}}.$$

Distanţa disruptivă trebuie astfel dimensionată încît valoarea de vîrf a tensiunii oscilante de restabilire să fie mai mică decît tensiunea de calcul a izolaţiei U_{ci} [1].

Tensiunea de calcul a izolaţiei poate fi calculată [3, 6, 8] şi în funcţie de tensiunile de încercare la frecvenţa industrială şi la impuls, conducînd la alte valori ale distanţei între contacte.

Dintre valorile rezultate se alege cea mai mare sau o valoare rotunjită şi pentru aceasta se calculează tensiunea de calcul a izolaţiei, de care se va ţine seama în studiul repartiţiei cîmpului electric [1]:

$$U_{ci} = 19{,}8 + 4{,}75.a \ [\mathrm{kV, \ cm}], \qquad (2)$$

în care a este distanţa între contacte [cm].

1.1. *Repartiţia spaţială a potenţialului electric în intervalul dintre contactele electrice ale întreruptorului*

Configuraţia de electrozi vîrf — vîrf se studiază prin analogie cu configuraţia vîrf — placă prin metoda simetriei astfel: cunoscînd repartiţia cîmpului electric şi a potenţialului pentru electrodul vîrf aflat la potenţialul U la distanţa $a/2$ în faţa unei plăci pusă la masă, prin simetrie se poate determina repartiţia cîmpului electric dintre doi electrozi vîrf aflaţi la distanţa a unul faţă de altul şi la potenţialele $+U$ respectiv $-U$.

În figura 1 s-a reprezentat configuraţia vîrf-placă în coordonate curbilinii ortogonale (η,v,ψ) şi raportul acestora din urmă cu sistemul de coordonate ortogonale carteziene (x, y, z).

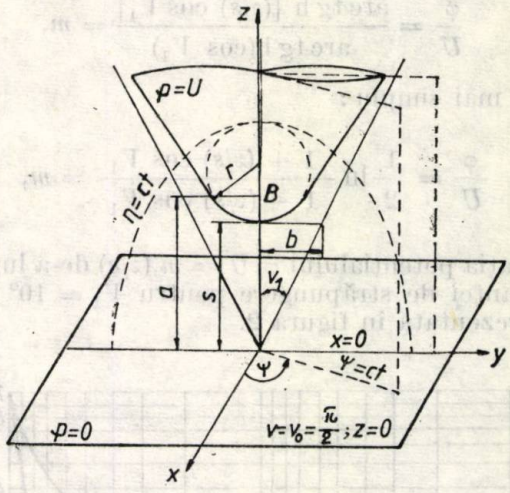


Fig.1. Configuraţia vîrf — placă în coordonate ortogonale curbilinii (η, v, ψ).

După cum se observă, vîrful a fost reprezentat printr-un hiperboloid de rotaţie cu $v_1 = \mathrm{const}$, iar placa legată la masă printr-o suprafaţă $V_0 = \frac{\pi}{2}$ şi care corespunde lui $z = 0$. Unghiul de deschidere al electrodului vîrf v_1 este unghiul pe care îl formează asimptotele la hiperbolă cu axa z pe suprafeţele (z, y).

Ecuaţia potenţialului Laplace scrisă simplificat [1], deoarece potenţialul nu depinde de coordonatele η şi ψ este:

$$\frac{\mathrm{d}^2\varphi}{\mathrm{d}v^2} + \mathrm{ctg}\ v\left(\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}v}\right) = 0. \qquad (3)$$

Integrînd această ecuaţie prin metoda lui Lamé, aplicabilă familiilor de suprafeţe echipotenţiale uniparametrice, în următoarele condiţii iniţiale se obţine:

$$\begin{cases} \varphi = U, \text{ pentru } V = V_1 = 10°, \\ \varphi = 0, \text{ pentru } V = \dfrac{\pi}{2}, \end{cases} \qquad (4)$$

soluţia:

$$\varphi = U \frac{\ln \mathrm{ctg}\,(V/2)}{\ln \mathrm{ctg}\,(V_1/2)}. \qquad (5)$$

Pentru reprezentarea grafică se folosesc coordonatele carteziene relative (mai sugestive şi cu o arie mai largă de aplicabilitate a rezultatelor).

Trecerea de la un sistem la celălalt se face cu ajutorul relaţiilor :

$$s = a \cos V_1, \tag{6}$$

$$z = a \cos V. \tag{7}$$

Se obţine :

$$\frac{\varphi}{U} = \frac{\text{arc tg h } [(z/s) \cos V_1]}{\text{arc tg h}(\cos V_1)} = m, \tag{8}$$

sau, mai simplu :

$$\frac{\varphi}{U} = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + (z/s) \cos V_1}{1 - (z/s) \cos V_1} = m, \tag{9}$$

variaţia potenţialului $\varphi/U = m$ (z/s) de-a lungul distanţei de străpungere pentru $V_1 = 10°$ este reprezentată în figura 2.

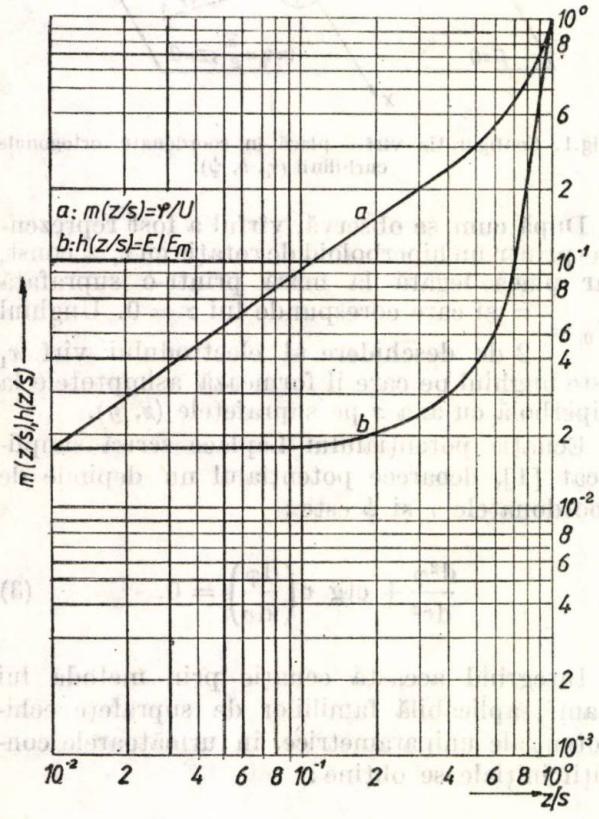


Fig.2. Variaţia potenţialului φ/U şi a intensităţii cîmpului electric E/E_m ca valori raportate de-a lungul distanţei de străpungere.

Determinarea liniilor de potenţial constant se face pornind de la ecuţia (5), cunoscînd relaţiile de legătură între coordonatele η, v şi y,z şi relaţia (6) :

$$y/s = \text{sh } \eta . \sin v/\cos V_1, \tag{10}$$

$$z/s = \text{ch } \eta . \cos v/\cos V_1. \tag{11}$$

Exprimînd $\text{sh}\eta$ şi $\text{ch}\eta$ din relaţiile (10), (11) şi relaţia trigonometrică de legătură a acestora se obţine :

$$\text{ch}^2\eta - \text{sh}^2\eta = \frac{\cos^2 v_1 (z/s)^2}{\cos^2 v} - \frac{\cos^2 v_1 (y/s)^2}{\sin^2 v} = 1. \tag{12}$$

Ţinînd seama de ecuaţia (3) se obţine :

$$-(y/s)^2 \cos^2 v_1/[1 - \text{tgh}^2(m \text{ arctgh } \cos v_1)] + (z/s)^2 \cos^2 v_1/(\text{tgh}^2 (m \text{ arctgh } \cos v_1) = 1. \tag{13}$$

Ecuaţia (13) reprezintă ecuaţia grupei de hiperbole de potenţial constant descrise în planul $(y/s, z/s)$ funcţie de parametrul $m = \varphi/U = \text{const}$.

Tabelul 1

V_1	10°							
m	0,02	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,5	1
Z/s	0	0,2	0,4	0.6	0,8	1	1,2	1.4

Studiul hiperbolelor potenţialului constant s-a făcut pentru valorile din tabelul 1 iar reprezentarea lor s-a făcut în figura 3.

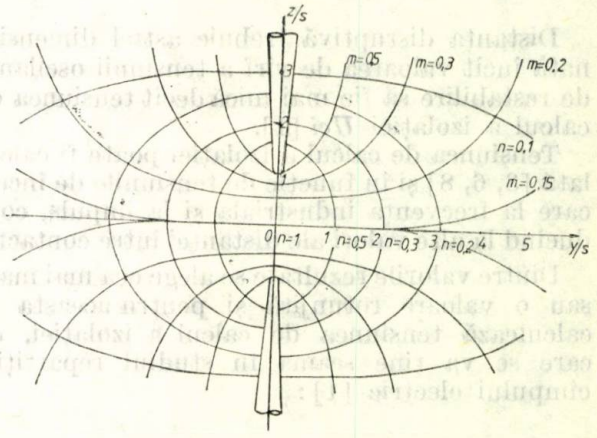


Fig. 3. Liniile de potenţial constant şi liniile de cîmp electric în intervalul dintre electrozi.

Dacă hiperbolele potenţialului constant ($m = \varphi/U = \text{const}$) se rotesc în jurul axei z/s se obţine grupul de hiperboloide de rotaţie ca suprafeţe de potenţial constant.

1.2. *Repartiţia spaţială a cîmpului electric în intervalul dintre contactele electrice ale întreruptorului*

a *In intervalul dintre contacte*

In fiecare punct al cîmpului electric în spaţiul dintre electrozii vîrf — placă, intensitatea cîm-

pului electric este un vector care se sprijină pe suprafaţa corespunzătoare raportului $\varphi/U = \text{const.}$

Notînd cu $\bar{e}_v$ — vectorul tangentei în direcţia coordonatei V, deci, versorul direcţiei lui $\bar{E}$ se obţine din ecuaţia (3), următoarea relaţie pentru intensitatea cîmpului electric:

$$\bar{E} = -\nabla\varphi = -\operatorname{grad}\varphi = -\bar{e}_v \frac{d\varphi}{dv} \cdot \frac{1}{a\sqrt{\operatorname{sh}^2\eta + \sin^2 v}} \tag{14}$$

şi înlocuind expresia lui $\frac{d\varphi}{dv}$ se poate scrie:

$$\bar{E} = -\bar{e}_v \frac{U}{s} \cdot \frac{\cos v_1}{\ln \operatorname{ctg}(v_1/2)} \cdot \frac{1}{\sin v \sqrt{\operatorname{sh}^2\eta + \sin^2 v}}, \tag{15}$$

în care: $s = a \cdot \cos v_1$,

U/s este intensitatea unui cîmp omogen.

În studiul repartiţiei cîmpului electric s-au folosit două mărimi ajutătoare şi anume:

— vectorul intensităţii cîmpului electric maxim la vîrful electrodului hiperboidal $\bar{E}_m$ cînd $\eta = 0$ şi $V = Vl$ raportat la valoarea constantă a unui cîmp omogen U/s;

— vectorul intensităţi cîmpului electric la suprafaţa plăcii legată la masă $\bar{E}_0$ cînd $\eta = 0$ şi $v = \frac{\pi}{2}$ raportat la valoarea constantă a unui cîmp omogen U/s.

Aceşti vectori sînt descrişi de următoarele relaţii:

$$\frac{\bar{E}_m}{U/s} = \bar{e}_v \frac{\cos v_1}{\sin^2 v_1 \cdot \ln \operatorname{ctg}(v_1/2)}, \tag{16}$$

$$\frac{\bar{E}_0}{U/s} = \bar{e}_v \frac{\cos v_1}{\ln \operatorname{ctg}(v_1/2)}, \tag{17}$$

$$\frac{\bar{E}_m}{\bar{E}_0} = \frac{|\bar{E}_m|}{|\bar{E}_0|} = \frac{1}{\sin^2 v_1}. \tag{18}$$

Raportînd valoarea intensităţii cîmpului electric $\bar{E}$ la valoarea cîmpului electric maxim $\bar{E}_m$ şi ţinînd seama de relaţia (7) se obţine:

$$\frac{\bar{E}}{E_m} = \frac{|\bar{E}|}{|E_m|} = \frac{\sin^2 v_1}{1 - (z/s)^2 \cos^2 v_1} = h(z/s). \tag{19}$$

Variaţia acestei mărimi este reprezentată în figura 2.

b. De-a lungul electrodului hiperboloid

Valoarea intensităţii cîmpului electric de-a lungul electrodului hiperboloid $|\bar{E}_{v1}|$ se obţine din relaţia generală (15) punînd condiţia $v = vl$. Raportînd această valoare la valoarea maximă $|\bar{E}_m|$ de la vîrful hiperboloidului se obţine:

$$\frac{|\bar{E}_{v1}|}{|\bar{E}_m|} = \frac{\sin v_1}{\sqrt{\operatorname{sh}^2\eta + \sin^2 v_1}} = n. \tag{20}$$

Trecînd de la coordonatele curbilinii η, v la coordonatele carteziene y, z, se obţin, avînd în vedere parametrul n, următoarele relaţii:

$$y/s = \frac{\operatorname{sh}\eta \cdot \sin v}{\cos v_1} = \pm \frac{\sin^2 v_1 \sqrt{\frac{1}{n^2} - 1}}{\cos v_1}, \tag{21}$$

$$z/s = \frac{\operatorname{ch}\eta \cos v}{\cos v_1} = \pm \sqrt{\cos^2 v_1 + \frac{1}{n^2}\sin^2 v_1}. \tag{22}$$

Vectorii intensităţii relative a cîmpului electric de-a lungul conturului hiperboloidal, pentru care $vl = 10°$, sînt reprezentaţi folosind relaţiile (20) ÷ (22) în figura 4.

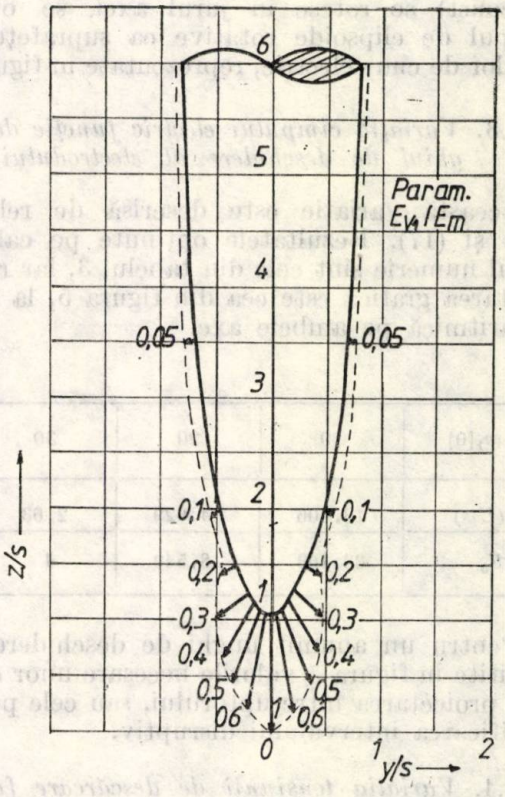


Fig. 4. Variaţia cîmpului electric de-a lungul electrodului hiperboloid.

Determinarea liniilor de cîmp electric depinzînd de coordonatele relative y/s şi z/s se

face pornind de la relaţia (20). Eliminînd parametrul v din relaţiile (21), (22):

$$\frac{(y/s)^2 \cos^2 v_1}{\mathrm{sh}^2\eta} + \frac{(z/s)^2 \cos^2 v_1}{\mathrm{ch}^2\eta} = 1 \quad (23)$$

şi exprimînd η ca funcţie de $v1$ şi n din relaţia (20) se obţine o relaţie de forma:

$$\frac{(y/s)^2 \cos^2 v_1}{\left(\frac{1}{n^2} - 1\right) \sin^2 v_1} + \frac{(z/s)^2 \cos^2 v_1}{\cos^2 v_1 + \frac{1}{n^2} \sin^2 v_1} = 1. \quad (24)$$

care reprezintă ecuaţia grupului de elipse pentru liniile de cîmp. Studiul acestuia s-a efectuat pentru valorile din tabelul 2.

Tabelul 2

V_1	10°								
n	0,02	0,03	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,5	1
z/s	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	—

Dacă elipsele liniilor de cîmp electric (n = = const) se rotesc în jurul axei, se obţine grupul de elipsoide rotative ca suprafeţe ale liniilor de cîmp electric, reprezentate în figura 3.

1.3. *Variaţia cîmpului electric funcţie de unghiul de deschidere al electrodului vîrf*

Această variaţie este descrisă de relaţiile (16) şi (17). Rezultatele obţinute pe calculatorul numeric sînt cele din tabelul 3, iar reprezentarea grafică este cea din figura 5, la scară logaritmică pe ambele axe.

normale, în principal, de aspectul cîmpului electric: uniform sau neuniform. Intervalul vîrf — placă prezintă o mare neuniformitate a cîmpului electric aşa cum se poate observa şi din cele arătate mai sus.

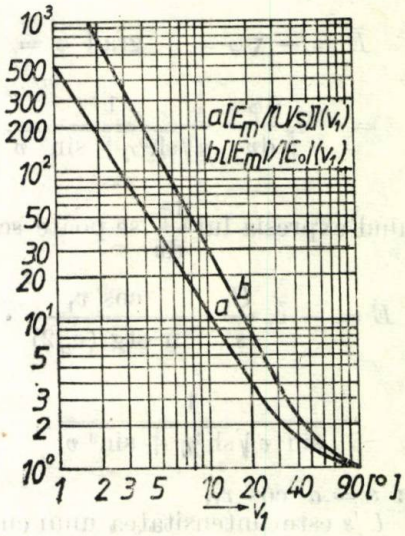


Fig. 5. Variaţia mărimilor $\frac{|\bar{E}_m|}{U/s}$ şi $\frac{|\bar{E}_m|}{|\bar{E}_0|}$ funcţie de $v_1 \in [0°; 90°]$.

Tensiunile de descărcare prezintă interes într-un cîmp foarte neuniform, pentru toate felurile de tensiuni, dar mai ales pentru tensiunile de frecvenţă industrială şi de şoc.

Pentru tensiunea alternativă de frecvenţă, industrială, în cîmpuri puternic neuniforme tensiunea de apariţie a efectului Coronna este mult inferioară tensiunii de descărcare Ud:

$$U_d = k \cdot U_a, \quad (25)$$

Tabelul 3

v_1[0]	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$E_m/(U/s)$	13,406	4,629	2,63	1,834	1,436	1,214	1,086	1,021	1,0005
E_m/E_0	33,163	8,549	4	2,42	1,704	1,333	1,132	1,031	1,0006

Pentru un anumit unghi de deschidere pot fi citite în figura 5 valorile necesare unor etape din proiectarea întreruptorului, sau cele pentru verificarea intervalului disruptiv.

1.4. *Variaţia tensiunii de descărcare funcţie de coeficientul de formă al cîmpului electric*

Tensiunile de străpungere în aer depind, la o anumită distanţă între electrozi şi în condiţii

unde: Ud este tensiunea medie de străpungere la care se produce străpungerea aerului în intervalul disruptiv [kV];

U_a — tensiunea de apariţie a efectului Coronna [kV];

k — coeficient ce ţine seama de forma cîmpului electric.

Conform [4] valorile coeficientului k sînt cuprinse în intervalul [6, 8]

În figura 6 este reprezentată variația tensiunii de descărcare în funcție de coeficientul k. Se observă că tensiunile de descărcare Ud sînt mult mai mari decît tensiunile corespunzătoare de încercare a izolației la frecvență

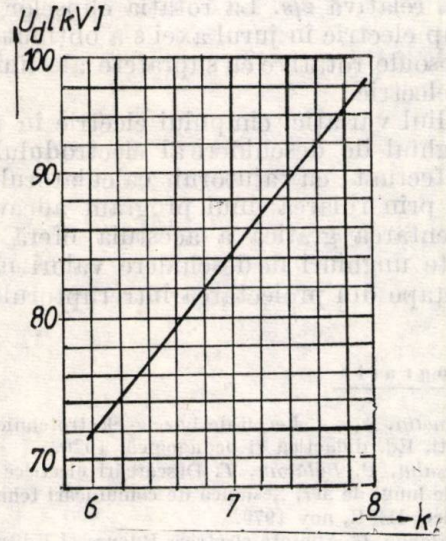


Fig. 6. Variația tensiunii de descărcare funcție de coeficientul de formă al cîmpului electric $U_d = f(k)$.

industrială $\hat{U}_{t50}$. De exemplu, pentru $U_n = 7{,}2$ kV conform [5] — tab. 1, $\hat{U}_{t50} = 38{,}18$ kV max.

1.5. *Variația distanței dintre contacte funcție de coeficientul de siguranță*

Pentru tensiunea de șoc:

$$s = \frac{k_s \hat{U}_{ti} - 45}{5{,}7} \text{ [cm]}. \qquad (26)$$

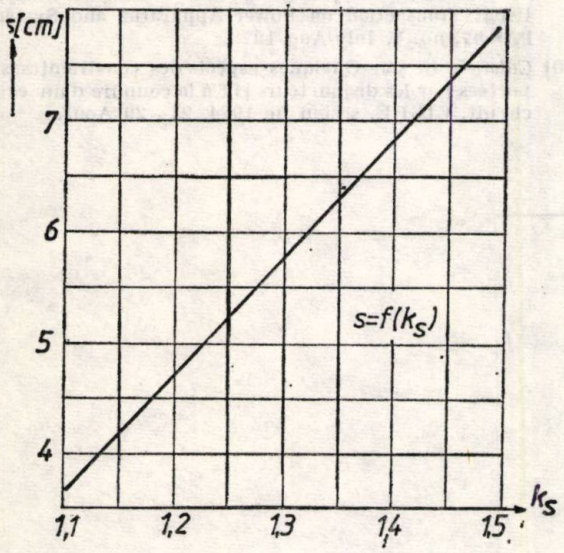


Fig. 7. Variația distanței între contacte funcție de coeficientul de siguranță $s = f(k_s)$.

în care: $\hat{U}_{ti}$ reprezintă tensiunea de încercare la impuls [kV_{max}];

k_s = coeficient de siguranță ($ks = 1{,}1 \div 1{,}5$).

Pentru o tensiune $U_{ti} = 60$ kV_{max} ([5] — tabelul 1), variația (26) este reprezentată în figura 7.

2. Schema logică a programului utilizat și descrierea lui

Pentru calculul intensității cîmpului electric și al potențialului electric s-a utilizat un program a cărui schemă logică este cea din figura 8.

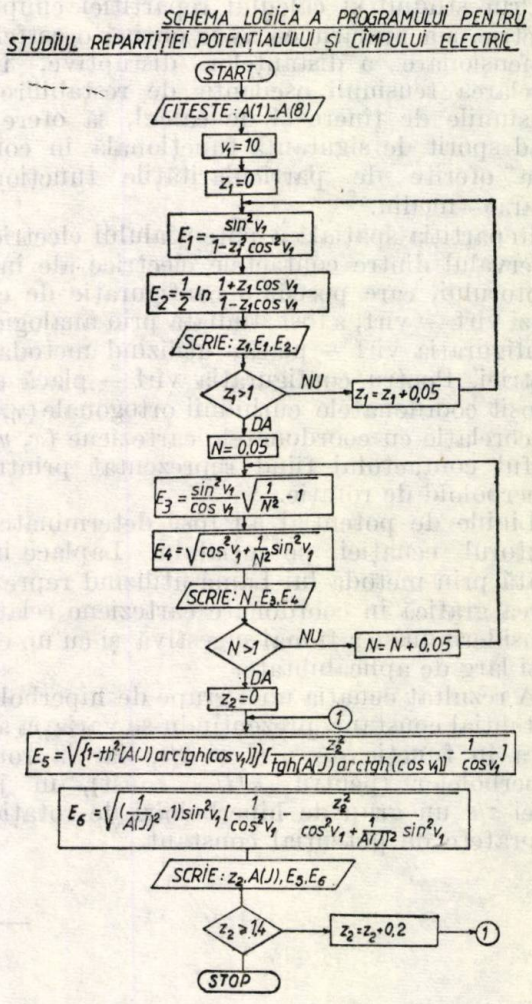


Fig. 8. Schema logică a programului utilizat.

Corespondențele sînt următoarele:

$Z_1 = z/s$ pentru E_1 și E_2,

$Z_2 = z/s$ pentru E_5 și E_6,

$E_1 = \bar{E}/\bar{E}_m$,

$E_2 = \varphi/U$,

$E_3 = y/s$,

$E_4 = z/s$,

$E_5 = y/s$ la potențial constant,

$E_6 = y/s$ la cîmp electric constant,

$$N = \begin{cases} m = \varphi/U \\ n = \bar{E}_{v1}/\bar{E}_m. \end{cases}$$

3. Concluzii

Dimensionarea fiabilă a izolației și comutației întreruptorului de tip ICA pentru celulă antigrizutoasă, reprezintă o problemă de pionierat cu implicații tehnico-economice prioritare pentru constructorii și beneficiarii de aparataj capsulat antigrizutos minier.

Prin studiul și calculul repartiției cîmpului electric, s-a urmărit ca să se obțină o astfel de dimensionare a distanțelor disruptive, încît corelarea tensiunii oscilante de restabilire cu tensiunile de ținere și de calcul, să ofere un grad sporit de siguranță funcțională în condițiile oferite de particularitățile funcționale aparat—mediu.

Repartiția spațială a potențialului electric în intervalul dintre contactele electrice ale întreruptorului, care posedă o configurație de electrozi vîrf — vîrf, a fost studiată prin analogie cu configurația vîrf — placă, utilizînd metoda simetriei. Pentru configurația vîrf — placă s-au folosit coordonatele curbilinii ortogonale (η, v, ψ) în corelație cu coordonatele carteziene (x, y, z), vîrful contactului fiind reprezentat printr-un hiperboloid de rotație.

Liniile de potențial au fost determinate cu ajutorul ecuației potențialului Laplace integrată prin metoda lui Lamé utilizînd reprezentarea grafică în coordonate carteziene relative, considerîndu-se a fi mai sugestivă și cu un cîmp mai larg de aplicabilitate.

A rezultat ecuația unei grupe de hiperbole de potențial constant, prezentîndu-se variația acestora în funcție de φ/U și z/s, iar la rotația hiperbolelor (pentru $\varphi/U = \text{const}$), în jurul axei z/s un grup de hiperboloizi de rotație ca suprafețe de potențial constant.

Pentru liniile de cîmp electric s-a determinat ecuația grupului de elipse variația acestora reprezentîndu-se în funcție de raportul dintre intensitatea cîmpului electric de-a lungul electrodului hiperboloid ($|\bar{E}_{v1}|$) și valoarea maximă ($|\bar{E}_m|$) de la vîrful acestuia, precum și de coordonata relativă z/s. La rotația elipselor liniilor de cîmp electric în jurul axei s-a obținut grupul de elipsoide rotative cu suprafețe ale liniilor de cîmp electric.

Studiul variației cîmpului electric în funcție de unghiul de deschidere al electrodului vîrf a fost efectuat cu ajutorul calculatorului numeric, prin rularea unui program adecvat, iar reprezentarea grafică a acestuia oferă pentru anumite unghiuri de deschidere valori necesare unor etape din proiectarea întreruptorului.

Bibliografie

[1] *Timotin, A*, ș.a. Lecții de bazele electrotehnicii, București, Ed. didactică și pedagogică, 1970.

[2] *Tușaliu, P. Bălășoiu, T.* Descărcări electrice în intervale lungi de aer, Sesiunea de comunicări tehnico-științifice, IEPC, nov 1979.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

[4] *Pinz, H.* Hochspanungsfelder R. Oldenburg Verlag München — Wien, 1969.

[5] *Tușaliu, P*, ș.a. Studiul comparativ al repartiției tensiunilor înalte pe camerele de stingere ale întreruptoarelor de înaltă tensiune, utilizînd teoria sistemelor, rezultatele încercărilor de laborator și modelarea fizică. Primul colocviu de teoria sistemelor. Craiova, noiembrie 1980.

[6] *Drăgan, G*, ș.a. Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice, București, Ed. Tehnică, 1975.

[7] *Herșcovici, B.* Teoria și încercarea aparatelor electrice. Reprografia Universității din Craiova, 1976

[8] *Riscalding, C., Villa, V.* Experimental investigation an the unit-test method for resting multichamber circuit-breakers. În : IEEE Transaction on lower Apparatus and Systems, **PAS-97**, no. 4, Iuly/Aug. 1978.

[9] *Kobayaski, A.*, ș.a. Measurements of voltage distribution phenomena în $S.F_6$ single presure circuit breaker. In : IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, **PAS-97**, no. 4, Iuly/Aug 1978.

[10] *Calvinó, B*, ș.a. Quelques aspects des constraintes supportées par les disjuncteurs HT à la coupure d'un court-circuit, CIGRÉ, sesion de 1974, 21—29 Août.

CZ 681.143; 621.395

DISPOZITIVE DE AFIȘARE NUMERICĂ
SISTEM DE BANCĂ DE DATE

Sistem de bancă de date și realizarea dialogului cu dispozitive de afișare numerică pentru cartea de telefon-București

DUMITRU FELICIAN LĂZĂROIU, MONA GRIGORESCU* — București

1. Modul de abordare a problemei

Pentru realizarea în orașul București a unui sistem automat de transmitere la cerere a numărului de telefon solicitat (actualele servicii 030, 031 și 032), trebuie îndeplinite două condiții:

a — realizarea unei bănci de date pe o memorie externă mare (ex. discuri magnetice MD), care reprezintă sistemul de organizare și prelucrare (teleprelucrare) a informației;

b — cuplarea hardware și software a unor dispozitive de introducere-afișare date (display-uri DAF la calculator, pentru primirea comenzii de la utilizator și trimiterea răspunsului dorit.

Banca de date este formată din:

— un sistem de baze de date, care conține colecția de date aflate în interdependență și descrierea datelor și a relațiilor dintre ele;

— un sistem de gestiune a băncii de date, care asigură independența programelor aplicative față de modul de structurare a datelor, o redondanță minimă, controlată, în memorarea acestora, precum și timp minim de răspuns la solicitările utilizatorilor în ansamblul lor.

Nu este necesar ca utilizatorul să fie obligat să cunoască întreaga structură a bazei de date, ajungîndu-se la o gestiune independentă a bazei de date. Există două nivele de independență: logică și fizică. Independența logică înseamnă posibilitatea modificării structurării virtuale a datelor, fără modificarea programelor de aplicații; independența fizică înseamnă posibilitatea modificării organizării fizice a datelor, fără schimbarea structurii virtuale și deci fără schimbarea programelor de aplicații.

2. Descrierea sistemului de gestiune a datelor propus

Sistemul de gestiune a bazei de date dispune de un limbaj de descriere a datelor și a relațiilor dintre date, de un limbaj de comandă destinat a fi utilizat de programele aplicative și de un limbaj de interogare directă a băncii de date.

Informațiile pentru crearea bazei de date ce conține *numerele de telefon ale abonaților din București*, sînt de două tipuri: abonați particulari și instituții. De aceea se vor crea două bănci de date distincte pentru cele două cazuri.

Datele în cazul abonaților telefonici particulari sînt următoarele:

— numele abonatului (max. 16 caractere alfanumerice);

— prenumele abonatului (max. 3 prenume a 12 caractere alfanumerice);

— adresa abonatului (strada — maximum 20 caractere alfanumerice și numărul — maximum 4 caractere alfanumerice).

Aceste date trebuie introduse într-un fișier, fiind descrise printr-un limbaj specific, ca de exemplu cel prezentat în figura 1.

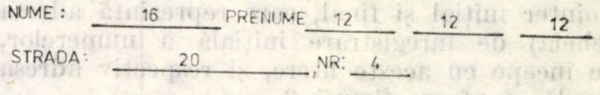


Fig. 1

Pentru realizarea fișierului de date, se va utiliza organizarea aleatoare, în care fiecărei înregistrări i se atașază două elemente și anume, adresa zonei fizic localizabile, în care este plasată înregistrarea și un cîmp al înregistrării, denumit cheie, care o deosebește de celelalte înregistrări dispuse în aceeași zonă fizic localizabilă. Organizarea aleatoare asigură accesul la înregistrările fișierului printr-o singură operație de intrare-ieșire.

Fișierele cu organizare aleatoare, la care accesul poate fi realizat prin transformarea directă a cheii în adresă, se numesc fișiere aleatoare cu adresare directă. Cheile înregistrărilor trebuie să fie numerice, iar formatul înregistrărilor să fie fix.

Avantajul acestor fișiere constă în timpul scurt de acces și în maniera simplă în care poate fi realizată o eventuală prelucrare secvențială, datorită dispunerii înregistrărilor în ordinea cheilor.

Reprezentarea listelor liniare pe suporturile de informație este determinată de modul în care se realizează explorarea listelor respective și de tipurile suporturilor utilizabile. Explorarea listelor liniare, prin utilizarea relației de ordonare, se numește explorare secvențială. Dacă elementele unei liste sînt reprezentate

*) dr. ing. *D. F. Lăzăroiu* este profesor la Institutul politehnic — București, Facultatea de automatică; ing. *Mona Grigorescu* este cercetător la Institutul de tehnică de calcul.

adiacent pe suportul de informaţie în ordinea dată de relaţia de ordonare, se spune că lista are o reprezentare continuă sau secvenţială, şi se numeşte listă secvenţială. Listelor secvenţiale li se asociază două informaţii, care indică elementul iniţial şi elementul final al listei.

În situaţia în care este necesar să fie localizat un element oarecare al listei, poate fi utilizată adresa asociată reprezentării elementului respectiv, explorarea de acest tip fiind numită explorare selectivă.

În cazul organizării bazei de date pentru numerele de telefon ale abonaţilor particulari, se poate face o organizare a fişierului pe disc magnetic în acces direct, conform figurii. 2.

cheia 1						
	AB	AC		AB1(i)		700 A2
	Pi(1)	PF(1) + 15%		Pi(i)		700 i4 } 7000
	PF(1)			FF(i)		760i4

Fig. 2

La cheia $K = 1$ vor fi înregistrate într-o listă liniară, în ordine alfabetică, grupările de două litere ($27.27 \cong 700$) TAB1(700), fiecărui element fiindu-i asociate două adrese: pointer iniţial şi final, care reprezintă adresa (cheia) de înregistrare iniţială a numerelor, ce începe cu aceste litere, şi respectiv adresa finală, conform figurii 3.

cheia Pi(i)						
	NUME 2	NUME 2		TAB2(i)		300(4A4)
	Pi(1)	PF(1)+ 15%		Pi(i)		300 i5 } 7000
	PF(1)			PF(i)		300 i5

Fig. 3

La cheia $K = PI(I)$ se vor găsi numele de persoane care încep cu cele două litere din TAB1, aceste nume citindu-le în memorie în TAB2 (300). Pointerii iniţiali şi finali din această înregistrate vor da adresele la care se găsesc următoarele informaţii (fig. 4).

cheia Pi(i)	3A4 PRENUME1	3A4 PRENUME2	3A4 PRENUME3	4A4 STRADA	A4 NR	T6 TEL
	PR1	PR2	PR3	STR	NR	TF

Fig. 4

O înregistrare va cuprinde o listă de 10 persoane: $PR1(10)$, $PR2(10)$, $PR3(10)$, $STR(10)$, $NR(10)$, $TLF(10)$, care va fi explorată secvenţial.

Trebuie specificat faptul că listele sînt triate în ordinea alfabetică a numelor, respectiv prenumelor de persoane.

Trebuie, deci, prelucrată o structură arborescentă de liste, avînd tulpina arborelui ($TAB1$), şi submulţimi disjuncte, fiecare reprezentînd un arbore. Numărul de subarbori ai unui element al unei structuri arborescente reprezintă gradul elementului respectiv. Arborele binar este o structură arborescentă, în care gradul oricărui element nu este mai mare ca doi. Vom utiliza parcurgerea în preordine a arborelui binar, în care se prelucrează tulpina, apoi în preordine arborele stîng, şi pe urmă în preordine arborele drept. Orice arbore general T poate fi reprezentat prin intermediul unui arbore binar B, elementul tulpină al arborelui T devenind tulpina arborelui B, primul subarbore al lui T devine subarborele stîng al lui B, ceilalţi subarbori ai lui T formează subarborii drepţi ai tulpinei subarborelui drept al lui B.

Astfel, în cazul considerat, situaţia va fi ca în figura 5. Fişierul de date va fi un fişier în

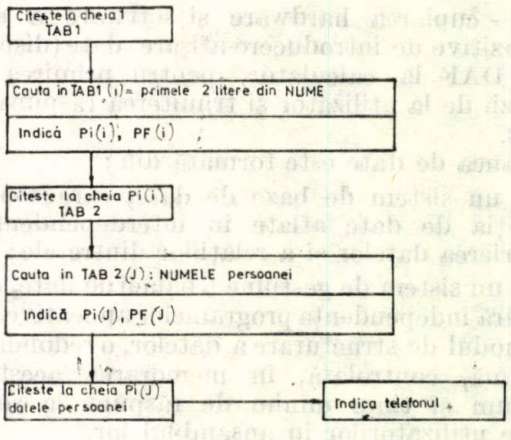


Fig. 5

acces direct, cu format fix, cu dimensiunea înregistrării = 7 000, cu un factor de blocare cît mai mare. În cazul în care, în urma estimărilor, se va ajunge la concluzia că baza de date nu încape pe un singur disc, vor putea fi utilizate mai multe discuri, fiecare avînd informaţiile referitoare la un grup de litere din alfabet.

În proiectarea şi utilizarea fişierelor de date, se întîlnesc două grupe principale de activităţi:

— activităţi privind crearea fişierelor;

— activităţi privind exploatarea fişierelor.

Programul de creare a fişierelor din baza de date trebuie să conţină culegerea şi verificarea informaţiilor primare, transpunerea acestora pe suporţii tehnici, de control şi corecţie automată a informaţiilor, de ordonare a lor în conformitate cu cerinţele iniţiale de exploatare.

Programul de exploatare a fişierelor trebuie să conţină actualizarea fişierelor cu ajutorul mijloacelor tehnice corespunzătoare, legate de actualizarea fişierelor prin care se modifică conţinutul înregistrărilor (adăugiri, ştergeri), de reorganizare a înregistrărilor (sortări, interclasări), de căutare, regăsire şi prezentare (redare, imprimare) a unor înregistrări.

Pentru operațiile de ștergere a unui nume se va folosi indicatorul de ștergere blanc, care se va introduce în *TAB* 2 la adresa respectivă.

Adăugirile de nume se vor face la adresele specificate la cheia 1, avîndu-se în vedere că pentru fiecare grup de 2 litere se alocă un plus de spațiu de 15% din adresele folosite deja, pentru adăugiri ulterioare. De asemenea, același surplus de spațiu pe disc se prevede și pentru datele referitoare la un nume de persoană.

În cazul fișierelor aleatoare cu adresare directă (cazul considerat), este posibil ca operația de creare să se facă secvențial. Încărcarea propriu-zisă se va realiza pe măsura obținerii datelor pentru înregistrările respective. Singura condiție ce trebuie respectată de către utilizator este ca în programele de exploatare să se realizeze calculul corect al adreselor, adică să utilizeze același algoritm ca la crearea secvențială a fișierului.

În exploatarea bazei de date de către beneficiar, pot apare următoarele cazuri de nedeterminare:

a — beneficiarul cunoaște numai numele persoanei;

b — beneficiarul cunoaște numele și un prenume;

c — beneficiarul cunoaște numele și două prenume;

d — beneficiarul cunoaște numele și trei prenume;

e — beneficiarul cunoaște numele și strada;

f — beneficiarul cunoaște numele, strada și numărul;

g — beneficiarul cunoaște numele, un prenume și strada;

h — beneficiarul cunoaște numele, două prenume și strada;

i — beneficiarul cunoaște numele, trei prenume și strada;

j — beneficiarul cunoaște numele și un prenume, strada, numărul;

k — beneficiarul cunoaște numele și două prenume, strada, numărul;

l — beneficiarul cunoaște numele și trei prenume, strada, numărul;

În cazurile nedeterminate, cînd nu se cunosc toate datele ($a - l$), dacă numărul de nedeterminări (numere de telefoane) este mai mic decît un număr N ales apriori, se vor specifica toate aceste numere de telefoane, rămînînd la latitudinea beneficiarului de a alege între ele. Un singur caz este considerat nerezolvabil, cînd se cunoaște numai adresa persoanei.

De asemenea pot apare nedeterminări, în cazul unor cuvinte cu litere speciale. Beneficiarul este obligat să prezinte cuvintele pe litere cu denumirea din alfabet (exemplu: *SCH*, *W*, *Q* etc.).

În cazul instituțiilor, datele pot fi de forma din figura 6, și anume: — inițiale — 10 caractere alfanumerice;

— nume — 10 cuvinte a 12 caractere alfanumerice;

— stradă — 20 caractere alfanumerice;

— număr — 4 caractere alfanumerice.

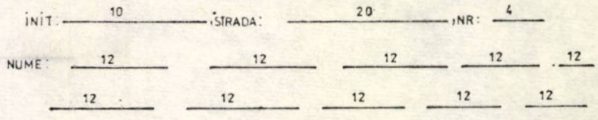


Fig. 6

Organizarea fișierului în acces direct, cu format fix blocat, poate fi conform figurii 7.

În acest caz, va exista un singur nivel de sublistă. Numele (inițialele) vor fi trecute pe disc în ordine alfabetică.

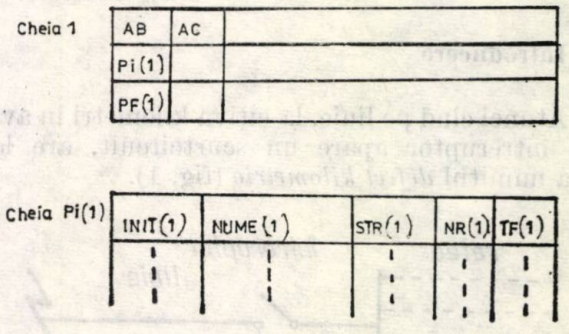


Fig. 7

Pentru programul de utilizare, pot apare următoarele cazuri de nedeterminare:

— se cunosc inițialele;

— se cunosc numele;

— se cunosc inițialele și strada;

— se cunosc numele și adresa completă;

— se cunosc inițialele și adresa completă.

Pentru cazuri de date identice, se dau numerele de telefon, dacă sînt în număr mai mic sau cel mult egal cu un număr N, definit anterior.

Pentru cazul în care nu se cunoaște denumirea exactă a instituției, se propune următoarea soluție: se consideră ultimele 4 cuvinte din nume cuvinte semnificative, iar celelalte nesemnificative (ex. Instit. de cercet. pt. tehnica de Calcul), și se vor compara numai aceste cuvinte semnificative de pe disc cu cele indicate de beneficiar.

În cazul în care se cunoaște numai adresa, nu se poate indica nici o informație de pe disc.

3. Implicații privind realizarea sistemului propus

Pentru implementarea unui astfel de sistem, volumul de lucru și investiția necesare sînt moderate. Completarea conceptului expus cu toate datele privind rețeaua telefonică a unui oraș mare, cum este municipiul București, reprezintă

o muncă de migală și atenție, care o dată realizată conduce la satisfacția unei reușite în introducerea progresului tehnic și eliminarea unui mare volum de muncă manuală obositoare. Echipamentul necesar se fabrică în țară : calculator Felix 256 sau echivalent, un număr de discuri magnetice ce va rezulta din calcule, un număr de dispozitive de afișare numerică (DAF) apreciat ca necesar pentru efectuarea acestui serviciu.

CZ 621.3.06:621.316.5

DEFECT KILOMETRIC
ÎNTRERUPTOARE

Asupra severității solicitării unui întreruptor de înaltă tensiune la defect kilometric

RADU CHELARU, TATIANA BĂLĂȘOIU* — Craiova

Introducere

Atunci cînd pe linie, la cîțiva kilometri în aval de întreruptor apare un scurtcircuit, are loc așa-numitul *defect kilometric* (fig. 1).

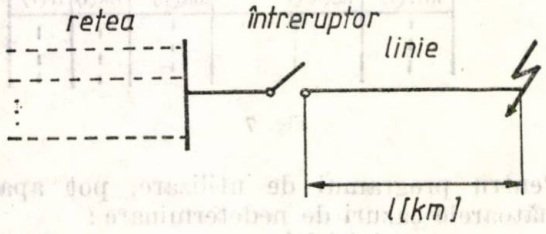


Fig. 1. Scurtcircuit pe o linie, în aval de întreruptor.

Solicitarea pe care o implică asupra întreruptorului apariția defectului kilometric, este deosebită, deconectarea defectului kilometric corespunzînd unui regim de avarii, cu producerea unor solicitări termice și mecanice periculoase a întreruptoarelor, fapt care poate duce la explozia camerelor de stingere [1, 2, 3].

Aceste solicitări se datorează TTR ce apare la întreruperea scurtcircuitului, prin factorul important de suboscilație σ, pe care-l prezintă, ceea ce conduce la apariția reamorsării arcului electric îndată după stingerea sa (fig. 2), TTR depășind tensiunea de ținere între contactele întreruptorului.

Se poate demonstra, fiind cunoscut de altfel și experimental, că în rețelele în care curentul de scurtcircuit are valori mai mici de 20 kA nu se produc reamorsări în întreruptor. Problema defectului kilometric este sesizabilă doar în rețelele în care curentul de scurtcircuit este mai mare de 20 kA, iar tensiunea nominală este cel puțin 110 kV [1, 4, 6].

* ing. *Chelaru Radu* și ing. *Bălășoiu Tatiana* sînt tehnologi Ia Intr. de utilaj greu — Craiova.

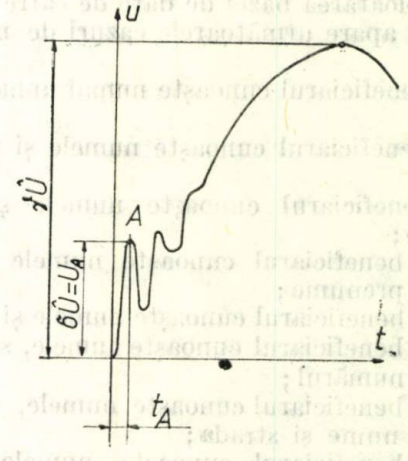


Fig. 2. Tensiunea tranzitorie de restabilire la defect kilometric : σ — factor de suboscilație ; γ — factor de supraoscilație, t_A — timpul de atingere a primului maxim.

1. Severitatea solicitării întreruptorului

Pouard, a concluzionat că severitatea solicitării întreruptorului depinde de :

— solicitarea termică dată de curentul de scurtcircuit I ;

— valoarea U_A a primului maxim al tensiunii oscilante de restabilire ;

— panta $\frac{dur}{dt}$ a tensiunii oscilante de restabilire

pînă la primul maximum [1, 3]), înglobate în relația :

$$Sev = I \cdot U_A \cdot \frac{dur}{dt}. \qquad (1)$$

Pentru valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit, există relația :

$$I = \frac{U_n}{\sqrt{3}(X_1 + X_0 \cdot l)}, \qquad (2)$$

unde :

U_n este tensiunea rețelei în care se plasează întreruptorul ;

X_1 — reactanța rețelei ;

X_0 — reactanța pe un kilometru de linie ;

l — lungimea liniei.

Ținînd seama de valoarea primului maxim și de panta TTR, se ajnge la următoarea relație pentru severitatea solicitării :

$$Sev = 4 \cdot I^3 \cdot X_0 \cdot \omega \cdot Z_c \cdot l, \qquad (3)$$

unde Z_c este impedența caracteristică a liniei scurtcircuitate [1, 3], iar ω este pulsația curentului.

În general, pentru verificarea puterii de rupere la defect kilometric a întreruptoarelor, este necesară o convenție a beneficiarului cu întreprinderea constructoare, privind încercarea acestuia în condiții similare defectului de linie [6].

Condițiile de încercare a întreruptorului la defect kilometric se stabilesc de comun acord cu întreprinderea constructoare.

Alegerea întreruptorului se poate face :

a — prin determinarea TTR produsă efectiv în rețea la un defect kilometric și compararea ei cu TTR de referință ;

b — numai pe baza TTR de referință, considerînd că TTR produsă realmente în rețea nu va impune întreruptorului condiții de funcționare mai severe decît cele de încercare [4,6].

În acest caz, este necesară stabilirea unor condiții de încercare corespunzătoare majorității punctelor în care se montează întreruptorul de tensiunea respectivă, în rețea nefiind indiferent locul în care va fi plasat întreruptorul, așa încît, este interesant de știut pentru care scurtcircuite (la ce distanță în aval), va fi mai mare solicitarea.

În acest sens, s-a realizat un program pentru calculatorul electronic, ce trasează curba $Sev = f(l)$, putîndu-se observa ușor distanța la care solicitarea este maximă.

Calculul reactanței inductive lineice [1] se realizează diferit, funcție de tipul liniei, astfel :

— linie simplă trifazată, un conductor pe fază :

$$X_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{d_m}{0{,}779\, r} \ [\Omega/\text{km și fază}]; \qquad (4)$$

unde : μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului ;

d_m — distanța medie geometrică ;

$$d_m = \sqrt[3]{d_{12}\, d_{13}\, d_{23}}; \qquad (5)$$

r — raza conductorului ;

— linie dublă trifazată, un conductor pe fază :

$$X_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D_m}{0{,}779\, r} \ [\Omega/\text{km și fază}]; \qquad (6)$$

unde, D_m — distanța medie geometrică :

$$D_m = \sqrt[3]{\frac{d_{12}\, d_{22} \cdot d_{31} \cdot d_{2II} \cdot d_{2III} \cdot d_{3I}}{d_{II}\, d_{2II}\, d_{3III}}}, \qquad (7)$$

unde indicii *1*, *2*, *3* se referă la prima linie, iar indicii I, II, III se referă la a doua linie. Pentru calcule se pot folosi tabelele 1,2 și 3 de mai jos [1].

Tabelul 1

Distanța medie geometrică

Tensiunea [kV]	110	220
d_m [mm]	3,6 ÷ 5,6	6,2÷8

Tabelul 2

Conductoare OL—AL

Secțiunea, [mm²]	120/ 21	150/ 25	185/ 32	210/ 36	240/ 40	300/ 50
$[mm^2]^r$	15,7	17,3	19,2	20,5	21,7	24,2
Secțiunea, [mm²]	125/ 29	170/ 40	210/ 50	210/ 100	340/ 110	443/ 154
2 r, [mm]	15,1	18,9	21	26,6	28,1	31,55

Tabelul 3

Reactanțe în Ω/km la linii cu conductoare multiple

Nr. conductoare × diametru/distanță	Linie simplă cu fazele în același plan	Linie dublă cu fazele în vîrfurile unui triunghi
2 × 21/400	0,31*	0,29*
2 × 32/400	0,33**	0,32**
4 × 21/400	0,29**	0,27**

* la 220 kV ; ** la 380 kV

Reactanța capacitivă [1] se calculează tot funcție de tipul liniei, după cum urmează :

— linie simplă trifazată cu un conductor pe fază :

$$X_0^{(c)} = \frac{\ln \frac{dm}{r}}{\omega \cdot 2\pi \cdot \varepsilon_0}, \qquad (8)$$

— linie dublă trifazată cu un conductor pe fază :

$$X_0^{(c)} = \frac{\ln \frac{D_m}{r}}{\omega \cdot 2\pi \cdot \varepsilon_0}. \qquad (9)$$

Pentru calcule se pot utiliza tabelele 1, 2, 3 și 4.

Reactanța $X_0^{(c)}$ în kΩ. km pe fază la linii cu conductoare multiple.

Impedanța caracteristică este:

$$Z_c = \sqrt{X_0 \cdot X_0^{(c)}}. \qquad (10)$$

Tabelul 4

Nr. conductoare × diametru/distanță	Linie simplă cu fazele în același plan	Linie dublă cu fazele în vîrfurile unui triughi
2 × 21/400	270*	260*
2 × 32/400	280**	270**
2 × 21/400	240**	240**

* la 220 kV; ** la 380 kV

Dacă linia scurtcircuitată este alimentată de la o sursă de putere practic infinită, prin intermediul a n linii în paralel, pe o distanță D (Fig. 3)

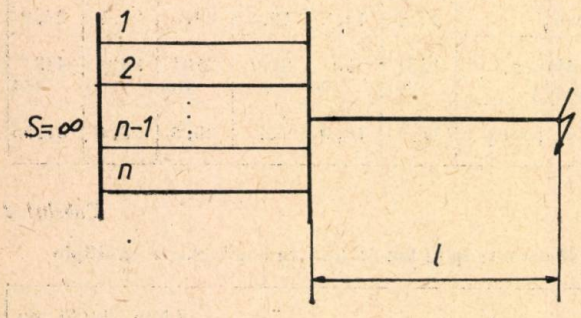


Fig. 3. Scurtcircuit pe o linie alimentată de la o sursă de putere infinită prin n linii în paralel.

atunci:

$$X_1 = \frac{DX_0}{n}, \qquad (11)$$

rezultînd curentul de scurtcircuit, de forma:

$$I = \frac{U_n}{\sqrt{3}\left(\frac{DX_0}{n} + X_0 \cdot l\right)}, \qquad (12)$$

obținînd în final:

$$Sev = 4 \cdot \left[\frac{U_n}{\sqrt{3}\left(\frac{DX_0}{n} + X_0 \cdot l\right)}\right]^3 X_0 \cdot \omega \cdot Z_c \cdot l. \qquad (13)$$

2. Schemă logică și program pentru calculul severității solicitării

Pentru un calcul rapid și eficace s-a realizat un program pentru calculatorul electronic, a cărui schemă logică este prezentată în figura 4.

Datele inițiale se referă la configurația (tipuri de conductori, număr de conductori pe fază, distanțe) și la tensiunea rețelei.

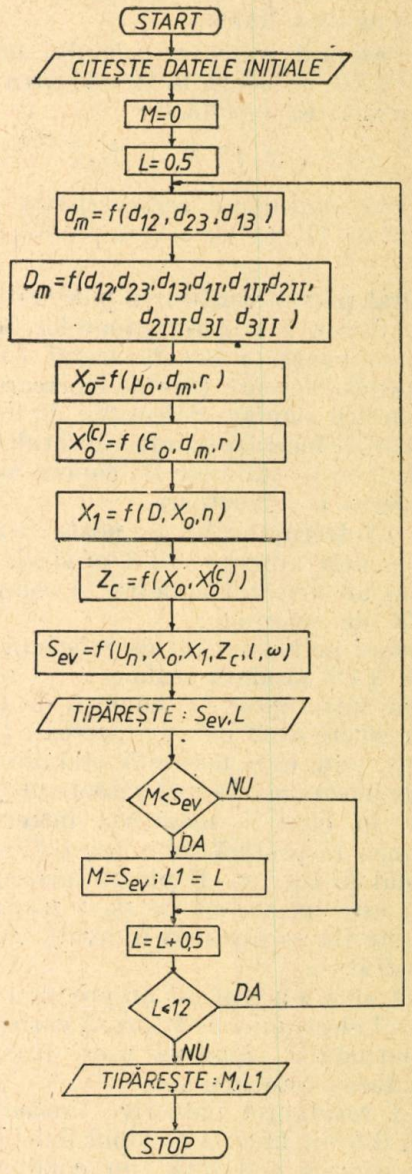


Fig. 4. Schemă logică a programului pentru determinarea severității solicitării.

S-a notat: M — valoarea maximă a severității solicitării;

$L1$ — distanța pentru care se obține severitatea maximă.

3. Utilizarea programului — exemplu

Pentru un întreruptor dintr-o rețea de 380 kV, să se stabilească severitatea solicitării la defect kilometric, dacă linia scurtcircuitată este alimentată pe o distanță $D = 60$ km, prin intermediul a $n = 8$ linii în paralel.

Utilizînd programul elaborat în baza schemei logice de mai sus, s-au obţinut rezultatele din tabelul 5.

Diagrama $Sev = f(l)$ este prezentată în figura 5.

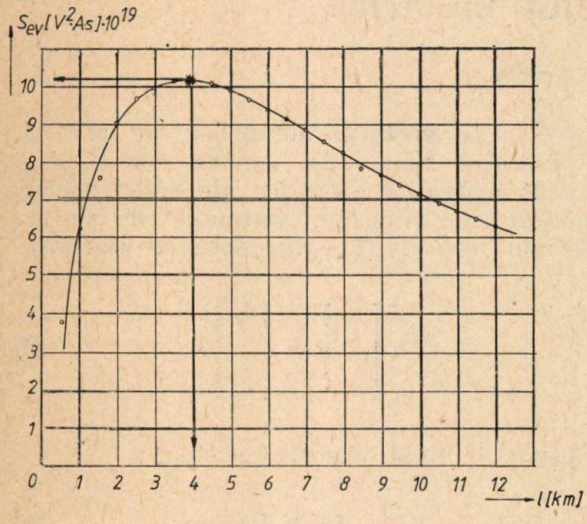


Fig. 5. Diagrama $Sev = f(l)$.

4. Concluzii

Metoda propusă, poate fi utilizată în calcule de proiectare a sistemelor energetice, dînd rapid o imagine asupra modului de variaţie a solicitărilor la defect kilometric a întreruptoarelor de înaltă tensiune care vor fi plasate în scheme.

Se obţin astfel informaţii privind distanţa la care există pe linie, în aval de întreruptor, gradul cel mai înalt de periculozitate pentru aparatul de comutaţie, în cazul unui scurtcircuit.

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

[2] *Hortopan, Gh.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune, Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[3] *Herşcovici, B.* Aparate electrice. Teorie şi încercări. Craiova, Reprografia Universităţii, 1974.

[4] STAS 3686-63. Întreruptoare de putere pentru tensiuni alternative peste 1 kV. Condiţii generale.

[5] *Chelaru, R., Bălăşoiu, T.* Metodă de măsurare a parametrilor tensiunii tranzitorii de restabilire la deconectarea defectului kilometric. Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice, Braşov, mai, 1981.

[6] * * * Instrucţiuni — pentru proiectarea centralelor şi a staţiilor electrice. P.E. 111/69. Oficiul de documentare energetică, Bucureşti, 1973.

Tabelul 5

l [km]	0,5	1,0	1,5	1,0	2,5	3,0	3,5	4,0
$Sev[V^2A/S] \times 10^{19}$	3,799	6,322	7,684	9,055	9,709	10,049	10,279	10,247
l [km]	4,5	5,0	5,5	6,0	6,5	7,0	7,5	8,0
$Sev\ [V^2/A/s] \times 10^{19}$	10,131	9,952	9,379	9,462	0,199	8,911	8,611	8,310
l [km]	8,5	9,0	9,5	10,0	10,5	11,0	11,5	12,0
$Sev\ [V^2A/s] \times 10^{19}$	7,361	7,794	7,480	6,986	7,246	6,757	6,508	6,296

Se observă din această diagramă că un scurtcircuit în zona $l = 3,5 \div 4,5$ km în aval de întreruptor, crează pentru aceasta solicitări deosebit de grele.

CZ 681.142:621.374.3

Ecuațiile matriceal-vectoriale în analiza buclelor și secțiunilor circuitelor electrice

SAUL PASĂRE* — Craiova

Introducere

Se știe că în analiza unui circuit electric cu l laturi și n noduri, prin metoda curenților ciclici, ordinul sistemului de ecuații integro-diferențiale este egal cu $O = l - n + 1$, iar în analiza nodurilor ordinul sistemului de ecuații este egal cu $n - 1$.

In lucrarea [1] se arată că utilizarea coarborelui generator în analiza buclelor implică reducerea ordinului sistemului ecuațiilor curenților independenți de la 0 la $0 - l_i$, unde l_i este numărul injecțiilor de curent. În analiza secțiunilor, în aceeași lucrare, se arată că utilizînd arborele principal ordinul sistemului ecuațiilor se reduce de la $n-1$ la $n-1-l_u$, unde l_u este numărul generatoarelor de tensiune.

În lucrarea [2] se indică o modalitate de scriere a ecuațiilor matriceal-vectoriale folosind metoda curenților de contur, ca și o metodă și un algoritm de scriere a ecuațiilor matriceal-vectoriale pornind de la ecuațiile curenților de contur și ale potențialelor nodurilor, luînd în considerație și cazul circuitelor cu elemente reactive în exces.

1. Ecuațiile matriceal-vectoriale ale curenților de contur

Folosind TKT se stabilesc ecuațiile matriceal-vectoriale ale curenților de contur luînd în considerație particularitățile circuitului în care există și bucle formate numai din bobine — tip LL, bucle formate numai din condensatoare—tip SS sau bucle formate numai din rezistoare—tip RR.

1.1. *Circuitul este format numai din bucle de tip RLS*

Se consideră că circuitul este format din bucle ce conțin cel puțin două laturi cu elemente de tipuri — diferite bucle de tip RLS, constituite în grupa α.

Scriind ecuațiile curenților de contur cu ajutorul TKT se obține ecuația matriceal-vectorială pentru circuitul în regim variabil:

$$R_{\alpha\alpha}\bar{i}_\alpha + L_{\alpha\alpha}\dot{\bar{i}}_\alpha + S_{\alpha\alpha}\int \bar{i}_\alpha \, dt = \bar{e}_\alpha, \qquad (1)$$

unde $\bar{i}_\alpha$ este vectorul curenților de contur, $\bar{e}_\alpha$ — vectorul t.e.m. de contur, iar $R_{\alpha\alpha}, L_{\alpha\alpha}, S_{\alpha\alpha}$ sînt matricele pătratice ale rezistențelor, inductivităților, respectiv elastanțelor de contur.

Derivînd ecuația (1) și introducînd vectorul

$$\bar{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \\ \dot{\bar{i}}_\alpha \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

se obține, în final, ecuația de tipul:

$$\dot{\bar{z}} = A\bar{z} + B\bar{v}, \qquad (3)$$

unde:

$$A = \left[\begin{array}{c|c} 0 & 1 \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ -L_{\alpha\alpha}^{-1}S_{\alpha\alpha} & -L_{\alpha\alpha}^{-1}R_{\alpha\alpha} \end{array}\right]; \qquad (4)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdots \\ L_{\alpha\alpha}^{-1} \end{bmatrix}; \quad \bar{v} = \dot{\bar{e}}_\alpha.$$

1.2. *Circuitul conține și bucle de tip RR, LL, SS*

Dacă circuitul conține și bucle de tip RR, LL, SS constituite în grupa β, se va arăta că ordinul sistemului de ecuații se micșorează cu numărul buclelor din grupa β.

Într-adevăr, pentru buclele din grupa α ecuația matriceală este:

$$R_{\alpha\alpha}\bar{i}_\alpha + R_{\alpha\beta}\bar{i}_\beta^{RR} + L_{\alpha\alpha}\dot{\bar{i}}_\alpha + L_{\alpha\beta}\dot{\bar{i}}_\beta^{LL} +$$

$$+ S_{\alpha\alpha}\int \bar{i}_\alpha \, dt + S_{\alpha\beta}\int \bar{i}_\beta^{SS} \, dt = \bar{e}_\alpha, \qquad (5)$$

iar pentru buclele din grupa β ecuațiile matriceale sînt:

$$R_{\beta\alpha}\bar{i}_\alpha + R_{\beta\beta}\bar{i}_\beta^{RR} = \bar{e}_\beta^{RR},$$

$$L_{\beta\alpha}\dot{\bar{i}}_\alpha + L_{\beta\beta}\dot{\bar{i}}_\alpha^{LL} = \bar{e}_\beta^{LL}, \qquad (6)$$

$$S_{\beta\alpha}\int \bar{i}_\alpha \, dt + S_{\beta\beta}\int \bar{i}_\beta^{SS} \, dt = \bar{e}_\beta^{SS}.$$

* ing. *Pasăre, S.* Facultatea de electrotehnică, Universitatea din Craiova

Explicitînd din (6) $\bar{i}_\beta^{RR}$, $\dot{\bar{i}}_\beta^{LL}$; $\int \bar{i}_\beta^{SS}\,dt$ și introducînd în (5) se obține ecuația de forma:

$$\tilde{R}_{\alpha\alpha}\bar{i}_\alpha + \tilde{L}_{\alpha\alpha}\dot{\bar{i}}_\alpha + \tilde{S}_{\alpha\alpha}\int \bar{i}_\alpha\,dt = \tilde{\bar{e}}_\alpha, \qquad (7)$$

unde:

$$\tilde{R}_{\alpha\alpha} = R_{\alpha\alpha} - R_{\alpha\beta}R_{\beta\beta}^{-1}R_{\beta\alpha},$$

$$\tilde{L}_{\alpha\alpha} = L_{\alpha\alpha} - L_{\alpha\beta}L_{\beta\beta}^{-1}L_{\beta\alpha}, \qquad (8)$$

$$\tilde{S}_{\alpha\alpha} = S_{\alpha\alpha} - S_{\alpha\beta}S_{\beta\beta}^{-1}S_{\beta\alpha},$$

$$\tilde{\bar{e}}_\alpha = \bar{e}_\alpha - R_{\alpha\beta}R_{\beta\beta}^{-1}\bar{e}_\beta^{RR} - L_{\alpha\beta}L_{\beta\beta}^{-1}\bar{e}_\beta^{LL} - S_{\alpha\beta}\cdot S_{\beta\beta}^{-1}\bar{e}_\beta^{SS},$$

astfel că A și B devin:

$$A = \left[\begin{array}{c|c} 0 & 1 \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ -\tilde{L}_{\alpha\alpha}^{-1}\tilde{S}_{\alpha\alpha} & -\tilde{L}_{\alpha\alpha}^{-1}\tilde{R}_{\alpha\alpha} \end{array}\right]; \quad B = \left[\begin{array}{c} 0 \\ \cdots \\ \tilde{L}_{\alpha\alpha}^{-1} \end{array}\right]. \qquad (9)$$

Algoritmul metodei

a. Se identifică mai întîi buclele grupei β de tip *RR*, *LL*, *SS*, iar buclele rămase se constituie în grupa α.

b. Se determină matricele de contur ale rezistențelor, inductivităților și elastanțelor:

$$R = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix}; \quad L = \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix};$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{\alpha\alpha} & S_{\alpha\beta} \\ S_{\beta\alpha} & S_{\beta\beta} \end{bmatrix}. \qquad (10)$$

c. Se calculează $\tilde{R}_{\alpha\alpha}$, $\tilde{L}_{\alpha\alpha}$, $\tilde{S}_{\alpha\alpha}$ cu formulele (8).

d. Se determină matricele A și B cu relația (9).

2. Ecuațiile matriceal-vectoriale ale potențialelor nodurilor

Se stabilesc, în continuare, ecuațiile matriceal-vectoriale ale potențialelor nodurilor, analizînd și cazul cînd circuitul conține secțiuni formate numai din bobine-tip ΓΓ, formate numai din condensatoare-tip *CC*, sau numai din rezistoare-tip *GG*.

2.1. *Circuitul conține numai secțiuni de tip GCΓ*

Se presupune că circuitul conține secțiuni ce intersectează cel puțin două laturi cu elemente diferite — secțiuni tip *GCΓ*, constituite în grupa α.

Ecuația matriceală a potențialelor nodurilor are forma:

$$G_{\alpha\alpha}\bar{v}_\alpha + C_{\alpha\alpha}\dot{\bar{v}}_\alpha + \Gamma_{\alpha\alpha}\int \bar{v}_\alpha\,dt = \bar{i}_{s\alpha}, \qquad (11)$$

unde:

$\bar{v}_\alpha$ este vectorul potențialelor nodurilor independente;

$\bar{i}_{s\alpha}$ — vectorul curenților de scurt-circuit ai nodurilor;

$G_{\alpha\alpha}$, $C_{\alpha\alpha}$, $\Gamma_{\alpha\alpha}$ — sînt matrice pătratice corespunzătoare conductanțelor, capacităților și inverselor inductivităților nodurilor.

Derivînd în ambii membrii ecuației (11) și introducînd vectorul:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha \\ \dot{\bar{v}}_\alpha \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

(11) devine:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{z}}_1 \\ \dot{\bar{z}}_2 \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} 0 & 1 \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ -C_{\alpha\alpha}^{-1}\Gamma_{\alpha\alpha} & -C_{\alpha\alpha}^{-1}G_{\alpha\alpha} \end{array}\right]\begin{bmatrix} \bar{z}_1 \\ \bar{z}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \cdots \\ C_{\alpha\alpha}^{-1} \end{bmatrix}\dot{\bar{i}}_{s\alpha}. \qquad (13)$$

2.2. *Circuitul conține și secțiuni de tip GG, CC ΓΓ*

Dacă circuitul conține și secțiuni de tip *GG*, *CC*, ΓΓ, constituite în grupa β, se arată că ordinul ecuațiilor potențialelor nodurilor se micșorează cu numărul secțiunilor din grupa β.

Într-adevăr, pentru secțiunile din grupa α ecuația matriceală este:

$$G_{\alpha\alpha}\bar{v}_\alpha + G_{\alpha\beta}\bar{v}_\beta^{GG} + C_{\alpha\alpha}\dot{\bar{v}}_\beta + C_{\alpha\beta}\dot{\bar{v}}_\beta^{CC} + \Gamma_{\alpha\alpha}\int \bar{v}_\alpha\,dt + \Gamma_{\alpha\beta}\int \bar{v}_\beta^{\Gamma\Gamma}\,dt = [\bar{i}_{s\alpha}], \qquad (14)$$

iar pentru secțiunile din grupa β ecuațiile matriceale sînt:

$$G_{\beta\alpha}\bar{v}_\alpha + G_{\beta\beta}\bar{v}_\beta^{GG} = \bar{i}_{s\beta}^{CC};$$

$$C_{\beta\alpha}\dot{\bar{v}}_\alpha + C_{\beta\beta}\dot{\bar{v}}_\beta^{CC} = i_{s\beta}^{CC}; \qquad (15)$$

$$\Gamma_{\beta\alpha}\int \bar{v}_\alpha\,dt + \Gamma_{\beta\beta}\int \bar{v}_\beta^{\Gamma\Gamma}\,dt = \bar{i}_{s\beta}^{\Gamma\Gamma}.$$

Explicitînd din (15) vectorii $\bar{v}_\beta^{GG}$, $\dot{\bar{v}}_\beta^{CC}$, $\int \bar{v}_\beta^{\Gamma\Gamma}\,dt$ și introducînd în (14) se obține ecuația:

$$\tilde{G}_{\alpha\alpha}\bar{v}_\alpha + \tilde{C}_{\alpha\alpha}\dot{\bar{v}}_\alpha + \tilde{\Gamma}_{\alpha\alpha}\int \bar{v}_\alpha\,dt = \tilde{\bar{i}}_{s\alpha}, \qquad (16)$$

unde :

$$\widetilde{G}_{\alpha\alpha} = G_{\alpha\alpha} - G_{\alpha\beta}G_{\beta\beta}^{-1}G_{\beta\alpha};$$
$$\widetilde{C}_{\alpha\alpha} = C_{\alpha\alpha} - C_{\alpha\beta}C_{\beta\beta}^{-1}C_{\beta\alpha}; \qquad (17)$$
$$\widetilde{\Gamma}_{\alpha\alpha} = \Gamma_{\alpha\alpha} - \Gamma_{\alpha\beta}\Gamma_{\beta\beta}^{-1}\Gamma_{\beta\alpha};$$
$$\widetilde{\widetilde{i}}_{s\alpha} = \tilde{i}_{s\alpha} - G_{\alpha\beta}G_{\beta\beta}^{-1}\tilde{i}_{s\beta}^{GG} - C_{\alpha\beta}C_{\beta\beta}^{-1}\tilde{i}_{s\beta}^{CC} -$$
$$- \Gamma_{\alpha\beta}\Gamma_{\beta\beta}^{-1}\tilde{i}_{s\beta}^{\Gamma\Gamma},$$

iar matricele coeficienţilor ecuaţiei (13) devin :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ -\widetilde{C}_{\alpha\alpha}^{-1}\widetilde{\Gamma}_{\alpha\alpha} & -\widetilde{C}_{\alpha\alpha}^{-1}\widetilde{G}_{\alpha\alpha} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \cdots \\ \widetilde{C}_{\alpha\alpha}^{-1} \end{bmatrix}. \qquad (18)$$

Algoritmul metodei

a. Se identifică mai întîi secţiunile grupei β de tipul GG, CC, $\Gamma\Gamma$ iar secţiunile rămase alcătuiesc grupa α;

b. Se determină matricele conductanţelor, capacităţilor şi inverselor inductivităţilor nodurilor :

$$G = \begin{bmatrix} G_{\alpha\alpha} & G_{\alpha\beta} \\ G_{\beta\alpha} & G_{\beta\beta} \end{bmatrix}; \; C = \begin{bmatrix} C_{\alpha\alpha} & C_{\alpha\beta} \\ C_{\beta\alpha} & C_{\beta\beta} \end{bmatrix};$$
$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{\alpha\alpha} & \Gamma_{\alpha\beta} \\ \Gamma_{\beta\alpha} & \Gamma_{\beta\beta} \end{bmatrix} \qquad (19)$$

c. Se calculează $\widetilde{G}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{C}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{\Gamma}_{\alpha\alpha}$ cu formulele (17);

d. Se determină matricele A şi B cu relaţia (18).

3. Aplicaţii

Aplicaţia 1

Se consideră circuitul din figura 1 avînd cinci bucle independente. Pentru scrierea ecuaţiilor

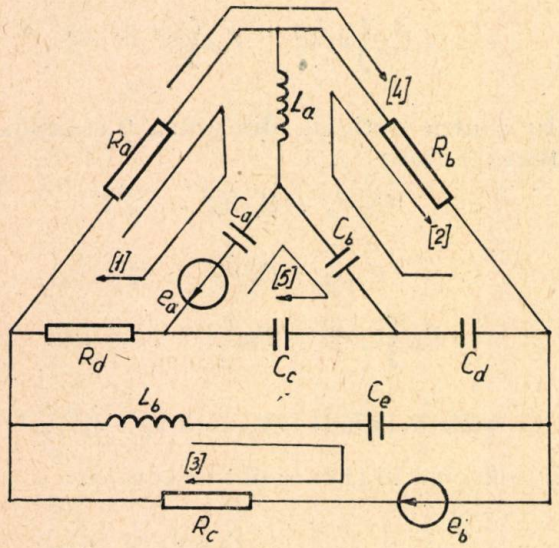


Fig. 1

integrodiferenţiale ale curenţilor de contur se procedează în conformitate cu algoritmul stabilit. Se aleg mai întîi buclele de tip RR, -bucla 4, de tip SS-bucla 5, iar celelalte bucle 1, 2, 3 sînt de tipul RLS.

Se aleg sensurile de parcurgere (indicate prin săgeţi) ale buclelor şi se scriu matricele R,L şi S :

$$R = \left[\begin{array}{ccc|c} R_{k1} & 0 & 0 & R_a \\ 0 & R_b & 0 & R_b \\ 0 & 0 & R_c & R_c \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \hline R_a & R_b & R_c & R_{k4} \end{array}\right] = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix},$$

$$R_{k1} = R_a + R_d; \quad R_{k4} = R_a + R_b + R_c,$$

$$L = \begin{bmatrix} L_a & -L_a & 0 \\ -L_a & L_a & 0 \\ 0 & 0 & L_b \end{bmatrix} = L_{\alpha\alpha} = \widetilde{L}_{\alpha\alpha}.$$

$$S = \left[\begin{array}{ccc|c} S_a & 0 & 0 & -S_a \\ 0 & S_{k2} & 0 & -S_b \\ 0 & 0 & S_e & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \hline -S_a & -S_b & 0 & S_{k5} \end{array}\right] =$$

$$= \begin{bmatrix} S_{\alpha\alpha} & S_{\alpha\beta} \\ S_{\beta\alpha} & S_{\beta\beta} \end{bmatrix}; \quad \begin{aligned} S_{k2} &= S_b + S_d \\ S_{k5} &= S_a + S_b + S_c. \end{aligned}$$

Cu formulele (8) se calculează $\widetilde{R}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{L}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{S}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{\widetilde{e}}_{\alpha}$:

$$\widetilde{R}_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} R_{k1} - R_a^2 R_{k4}^{-1} & -R_a R_b R_{k4}^{-1} \\ -R_a R_b R_{k4}^{-1} & R_b - R_b^2 R_{k4}^{-1} \\ -R_a R_c R_{k4}^{-1} & -R_b R_c R_{k4}^{-1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -R_a & R_c R_{k4}^{-1} \\ -R_b & R_c R_{k4}^{-1} \\ R_c - R_c^2 R_{k4}^{-1} \end{bmatrix};$$

$$\widetilde{S}_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} S_a - S_a^2 S_{k5}^{-1} & -S_a S_b S_{k5}^{-1} & 0 \\ -S_a S_b S_{k5}^{-1} & S_{k2} - S_b^2 S_{k5}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & S_e \end{bmatrix};$$

$$\bar{e}_{\alpha} = \begin{bmatrix} e_a \\ 0 \\ e_b \end{bmatrix}; \quad \bar{e}_{\beta}^{RR} = e_b; \quad \bar{e}_{\beta}^{SS} = -e_a;$$

$$\widetilde{\widetilde{e}}_{\alpha} = \begin{bmatrix} e_a \\ 0 \\ e_b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a \\ R_b \\ R_c \end{bmatrix} R_{k4}^{-1} e_b - \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ 0 \end{bmatrix} S_{k5}^{-1}(-e_a).$$

Aplicaţia 2

Pentru circuitul din figura 2 se vor scrie ecuaţiile potenţialelor conform algoritmului pre-

zentat la paragraful 2. Se alege potențialul nodului 5 (v_5) de referință, nodul 3 — de tip *GG* și nodul 4 de tip *CC* alcătuiesc grupa β, iar nodurile 1 și 2 formează grupa α de secțiuni.

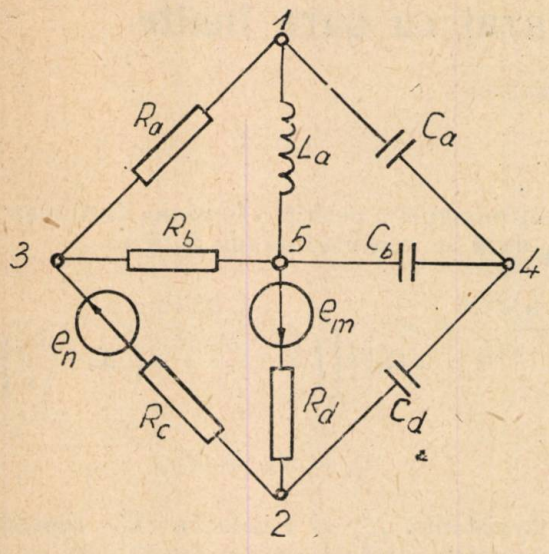


Fig. 2

Matricele G, C și Γ sînt următoarele:

$$G = \left[\begin{array}{cc:c} G_a & 0 & -G_a \\ 0 & G_d & -G_c \\ \hdashline -G_a & -G_c & G_{k3} \end{array}\right] = \begin{bmatrix} G_{\alpha\alpha} & G_{\alpha\beta} \\ G_{\beta\alpha} & G_{\beta\beta} \end{bmatrix};$$

$$G_{k3} = G_a + G_b + G_c;$$

$$C = \left[\begin{array}{cc:c} C_a & 0 & -C_a \\ 0 & C_d & -C_d \\ \hdashline -C_a & -C_d & C_{k4} \end{array}\right] = \begin{bmatrix} C_{\alpha\alpha} & C_{\alpha\beta} \\ C_{\beta\alpha} & C_{\beta\beta} \end{bmatrix};$$

$$C_{k4} = C_a + C_b + C_d,$$

iar cu formulele (17) se calculează $\widetilde{G}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{C}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{\Gamma}_{\alpha\alpha}$, $\widetilde{i}_{s\alpha}$:

$$\widetilde{G}_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} G_a - G_a^2 G_{k3}^{-1} & -G_a G_c G_{k3}^{-1} \\ -G_a G_c G_{k3}^{-1} & G_d - G_c^2 G_{k3}^{-1} \end{bmatrix};$$

$$\widetilde{C}_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} C_a - C_a^2 C_{k4}^{-1} & -C_a C_d C_{k4}^{-1} \\ -C_a C_d C_{k4}^{-1} & C_d - C_d^2 C_{k4}^{-1} \end{bmatrix};$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_a & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \Gamma_{\alpha\alpha} = \widetilde{\Gamma}_{\alpha\alpha};$$

$$\widetilde{i}_{s\alpha} = \begin{bmatrix} 0 \\ G_d e_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -G_a \\ -G_c \end{bmatrix} G_{k3}^{-1} G_c e_n.$$

4. Concluzii

Rezolvarea sistemului de ecuații (1) este o problemă cu condiții inițiale pentru curenți, iar rezolvarea sistemului (11) este o problemă cu condiții inițiale pentru potențiale, soluțiile obținîndu-se conform [3, 4, 7].

În analiza făcută-ecuațiile (1) și (11) — s-au considerat, pentru simplitate, condiții inițiale nule, precum și faptul că sursele de tensiune și de curent sînt conectate corect astfel că se pot folosi teoremele de echivalență.

Ecuațiile (8) și (16) pot fi folosite în analiza regimurilor permanente ale circuitelor prin metoda simbolică sau în analiza regimurilor tranzitorii prin metoda operațională cu luarea în considerație a condițiilor inițiale corespunzătoare.

După cum se poate constata și din exemplele 3.1 și 3.2, ecuațiile (8) și (16) se scriu simplu și sistematic. Curenții buclelor din grupa β de bucle și potențialele nodurilor din grupa β de noduri se obțin din ecuații algebrice, funcție de curenții buclelor α și, respectiv, potențialele grupei α, ceea ce reprezintă un evident avantaj.

Bibliografie

[1] *Mocanu, C. I.* Teoria circuitelor electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1979.
[2] *Topan, D.* Ecuațiile matriceal-vectoriale de ordinul II ale circuitelor electrice. În: Analele Universității din Craiova, seria a V-a nr. 2, 1974.
[3] *Preda, M., Cristea, P., Spinei, F.* Bazele electrotehnicii, vol. II, Ed. didactică și pedagogică, București, 1980.
[4] *Preda, M.*, ș.a. Analiza circuitelor electrice-metoda variabilelor de stare, Institutul politehnic-București, 1973, București.
[5] *Rozenfeld, A. S.* Formirovanie uravnenii sostoiania țepi metodom conturnih tocov. În: Electricestvo nr. 8, 1980, Moscova.
[6] *Balabanian, N., Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor, Editura tehnică, București, 1974.
[7] *Angot, A.*, Complemente de matematică, Editura tehnică, București, 1966.

CZ 621.313.333:681.143

MOTOR CU BARE ÎNALTE
FRECVENȚĂ VARIABILĂ

Considerații cu privire la unele relații de calcul ale motorului asincron trifazat cu bare înalte

NICOLAE GALAN*— București

Introducere

Prezența fenomenului de refulare a curentului în barele rotorice ale motorului face mai dificilă efectuarea calculelor pentru determinarea caracteristicilor de funcționare și nu pot fi evidențiați parametrii care conduc la modificarea unor mărimi importante în proiectare și în exploatare, cum ar fi alunecarea critică s_m, cuplul maxim relativ m_m, cuplul de pornire relativ m_p. Acest aspect apare și mai pregnant în cazul analizei funcționării motorului asincron cu bare înalte la frecvență variabilă a tensiunii de alimentare. În cazul motoarelor asincrone trifazate fără refulare a curentului rotoric, formula lui Kloss permite stabilirea dependenței cuplului electromagnetic funcție de alunecare pe baza datelor din catalog în ipoteza că $\lambda\, s_m \ll 1$ ($\lambda = R_1/c_1 R_2'$), iar expresiile pentru m_m, m_p, s_m pot fi analizate cu ușurință pentru frecvența variabilă a tensiunii de alimentare. Dacă ipoteza $\lambda s_m \ll 1$ nu este îndeplinită, atunci erorile de calcul pot fi importante dacă se neglijează λs_m [3].

Pentru motoarele asincrone trifazate cu rotor masiv s-a stabilit, pentru cuplul electromagnetic, o expresie similară formulei lui Kloss, însă în ipoteze simplificatoare, ceea ce face ca precizia în calcul a expresiei stabilite să fie mică [4]. Și pentru motorul asincron cu bare înalte se poate stabili o expresie de forma relației lui Kloss, însă cu o precizie de calcul mai ridicată, în raport cu motorul asincron cu rotor masiv [5].

1. Cuplul electromagnetic

Pentru motorul asincron cu bare înalte cu suficientă exactitate, se pot considera aproximațiile:

$$c_1 R_2' \simeq R_{2k}'\sqrt{s};\ c_1 X_{2\sigma}' \simeq X_{2k}'/\sqrt{s} + X_{2i}', \qquad (1)$$

dacă înălțimea redusă a barei rotorice $\xi = h\sqrt{\pi\mu_0 b_b f_1 s/b_c} > 1{,}5$ ceea ce pentru construcțiile normale ale motoarelor asincrone cu bare înalte rezultă că alunecarea $s > 0{,}08$. Pe baza aproximației (1) cu notațiile cunoscute, cuplul electromagnetic pentru o tensiune de alimentare U_1 dată se poate scrie sub forma:

$$M = \frac{3R_2' I_2'^2}{s\,\Omega_1} = \frac{3R_{2k}' U_1^2}{c_1\Omega_1\sqrt{s}\left[\left(R_1 + \frac{R_{2k}'}{\sqrt{s}}\right)^2 + \left(X_\sigma + \frac{X_{2k}'}{\sqrt{s}}\right)^2\right]}; \qquad (2)$$

$$X_\sigma = X_{\sigma 1} + X_{2i}'.$$

Rezistența R_{2k}' și reactanța X_{2k}' reprezintă parametrii barei rotorice la scurtcircuit ($s = 1$) raportați la stator. Aproximarea rezistenței sub forma $c_1 R_2' = R_{2k}'\sqrt{s} + R_{2i}'$ ar fi fost mai exactă, însă o astfel de aproximare ar fi dus la calcule mai complicate. Analiza expresiilor exacte ale rezistenței $R_2' = R_b' k_r + R_{2i}'$ și reactanței $c_1 X_{2\sigma}' = X_b' k_x + X_{2i}'$ arată că aproximațiile (1) sînt satisfăcătoare pentru $\xi > 1{,}5$.

Din anularea derivatei cuplului electromagnetic M în raport cu alunecarea s, $\left(\frac{dM}{dS} = 0\right)$, rezultă alunecarea critică s_m, după efectuarea calculelor se obține:

$$s_m = \frac{R_{2k}'^2 + X_{2k}'^2}{R_1^2 + X_\sigma^2} = \frac{1 + b^2}{(1 + a^2)\lambda_2}, \qquad (3)$$

unde s-au făcut notațiile:

$$a = X_\sigma/R_1;\quad b = x_{2k}'/R_{2k}';\quad \lambda = R_1/R_{2k}'. \qquad (4)$$

De remarcat că, relația (3) diferă substanțial de forma clasică a alunecării critice și aceasta datorită fenomenului de refulare a curentului rotoric. Daă $R_{2k}' \ll X_{2k}'$, atunci alunecarea critică s_m, practic nu depinde de rezistența rotorică. Din relațiile (2) și (3) se obține expresia cuplului maxim M_m:

$$M_m = \frac{3U_1^2}{2c_1\Omega_1 \cdot X_\sigma} \cdot \frac{a\lambda\sqrt{s_m}}{(1 + b^2)(1 + q\sqrt{s_m})} =$$

$$= M_u \frac{a\lambda\sqrt{s_m}}{(1 + b^2)(1 + q\sqrt{s_m})}, \qquad (5)$$

* ing. *Galan, N.* — Institutul politehnic — București

unde:

$$M_u = \frac{3U_1^2}{2c_1\Omega_1 X_\sigma}; \quad q = \lambda \frac{1+ab}{1+b^2}. \tag{6}$$

Se constată că în acest caz cuplul maxim M_m depinde esențial de rezistența rotorică R'_{2k}. După efectuarea calculelor se obține raportul M/M_m:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2(1+q\sqrt{s_m})}{\sqrt{\frac{s}{s_m}} + \sqrt{\frac{s_m}{s}} + 2q\sqrt{s_m}}. \tag{7}$$

În cazul în care se poate neglija termenul $2q\sqrt{s_m}$, adică $q\sqrt{s_m} \ll 1$, relația (7) devine:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\sqrt{\frac{s}{s_m}} + \sqrt{\frac{s_m}{s}}}. \tag{8}$$

Se precizează că termenul $q\sqrt{s_m}$, de regulă, are valori ce nu pot fi neglijate: astfel, pentru un motor cu alunecarea critică $s_m = 0{,}16$ se obține $q\sqrt{s_m} = 0{,}49\,q$, cum factorul q are valori apropiate de unitate sau mai mari, rezultă că neglijarea termenului $q\sqrt{s_m}$ poate conduce la erori importante.

Dacă se definesc rapoartele a, b și λ pentru frecvența nominală a tensiunii de alimentare ($f_n = 50$ Hz) și dacă se notează $f = f_1/f_n$, unde, f_1 este frecvența tensiunii de alimentare, atunci se poate scrie:

$$s_m = \frac{1+b^2}{(1+a^2f^2)\lambda^2} f; \quad m_{mu} = \frac{M_m}{M_u} =$$

$$= \frac{a\lambda\sqrt{s_m f}}{(1+b^2)(1+q\sqrt{s_m})};$$

$$q = \frac{1+abf}{1+b^2} \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{f}}. \tag{9}$$

Cuplul de pornire raportat la cuplul de referință M_u rezultă din relația (7) pentru $s = 1$.

$$m_{pu} = \frac{2a\lambda\sqrt{f}}{(1+b^2)(1/s_m + 1 + 2q)}. \tag{10}$$

Pentru motorul fără refularea curentului rotoric cu notațiile (4) se obține:

$$s_m = \frac{1}{\sqrt{\lambda^2 + (a\lambda+b)^2 f^2}}; \quad m_{mu} =$$

$$= \frac{a\lambda f}{\sqrt{\lambda + \lambda^2 + (a\lambda+b)^2 f^2}},$$

$$m_{pu} = m_{mu} \frac{2(1+\lambda s_m)}{1/s_m + (1+2\lambda)s_m}; \quad a = \frac{X_{\sigma 1}}{R_1}. \tag{11}$$

Relațiile (9), (10) și (12) s-au stabilit pentru raportul $U_1/f_1 = \text{const}$; pe baza acestor relații s-au trasat curbele referitoare la mărimile s_m, m_{mu}, m_{pu} atît pentru motorul cu bare înalte (linie plină), cît și pentru motorul fără refularea curentului (linie întreruptă); punîndu-se în evidență deosebirile care apar la reglarea frecvenței tensiunii de alimentare. S-a considerat că parametrii X_σ, a, b, λ sînt aceeași pentru cele două tipuri de motoare. Evident că o astfel de comparație prezintă și un aspect formal, deoarece la aceleași date nominale nu se pot realiza aceeași parametri la cele două tipuri de motare, care să corespundă cerințelor tehnico-economice. Curbele trasate (figurile 1, 2 și 3) indică modul de variație a mărimilor considerate în raport cu frecvența relativă f. Comparația se poate face și la alte elemente care ar putea fi comune celor două tipuri de motoare. Avantajul relațiilor (9) și (10) constă în aceea că mărimile s_m, m_{mu}, m_{pu} sînt exprimate în funcție de parametrii de scurtcircuit, astfel se cunosc parametrii care pot fi modificați pentru obținerea valorilor impuse pentru m_{mu}, m_{pu} și s_m.

Din analiza alunecării critice (9) rezultă că alunecarea s_m are un maxim pentru $f = \frac{1}{a}$ în regim de motor și $f = -1/a$ în regim de generator. Pentru valorile uzuale ale raportului a, maximul alunecării critice este deplasat spre frecvențe mici (fig. 1). Alunecarea critică a motorului asincron fără refularea curentului nu are punct de maxim și scade odată cu creșterea frecvenței (fig. 1, linie întreruptă). Creșterea alunecării critice conduce la creșterea alunecării corespunzătoare cuplului de sarcină, dacă acesta este constant, ca urmare cresc pierderile Joule în rotor.

Cuplul electromagnetic m_{mu} la motorul cu bare înalte crește atît cu mărirea rezistenței R'_{2k}, cît și cu mărirea frecvenței f (fig. 2). Toate curbele au fost trasate pentru raportul U_1/f_1 constant; de regulă, peste frecvența nominală, tensiunea de alimentare rămîne constantă și egală cu tensiunea nominală pentru a nu solicita izolația mașinii și pentru a nu utiliza semiconductoare comandate cu tensiune de lucru mare. În acest caz pentru $f_1 > f_n$ valorile mărimilor m_{mu}, m_{pu} și s_m se obțin prin împărțirea la f^2 a valorilor din curbele ridicate.

În același mod se poate analiza și cuplul de pornire m_{pu}. Se constată că modul de variație a cuplului relativ m_{pu} în raport cu frecvența f este complet diferit pentru cele două tipuri de motoare: la motorul cu bare înalte, cuplul de pornire variază în limite restrînse în raport cu frecvența f (pentru $f = 0{,}6$ poate fi considerat constant), în timp ce la motorul normal m_{pu} variază în limite largi și prezintă un maxim care pentru rezistențe rotorice R_{2k} mici se deplasează spre valori mici ale frecvenței f (fig. 3).

Pentru $f = 1$, cuplul m_{pu} are aceeaşi valoare pentru cele două tipuri de motoare fapt determinat de considerarea acelorași parametri la scurtcircuit ($s = 1$).

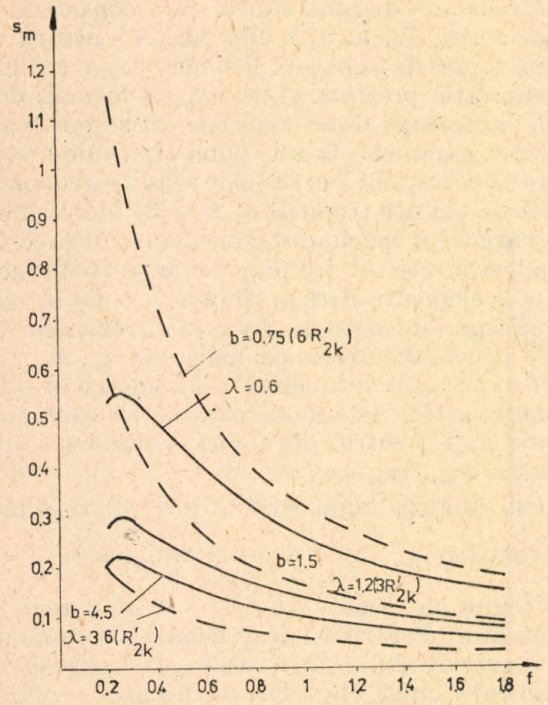


Fig. 1. Variaţia alunecării critice s_m funcţie de frecvenţa relativă $f = f_1/f_n$, pentru $a = 4$: — curbele pentru motorul cu refulare a curentului (motor cu bare înalte); - - - - curbele pentru motorul fără refulare a curentului.

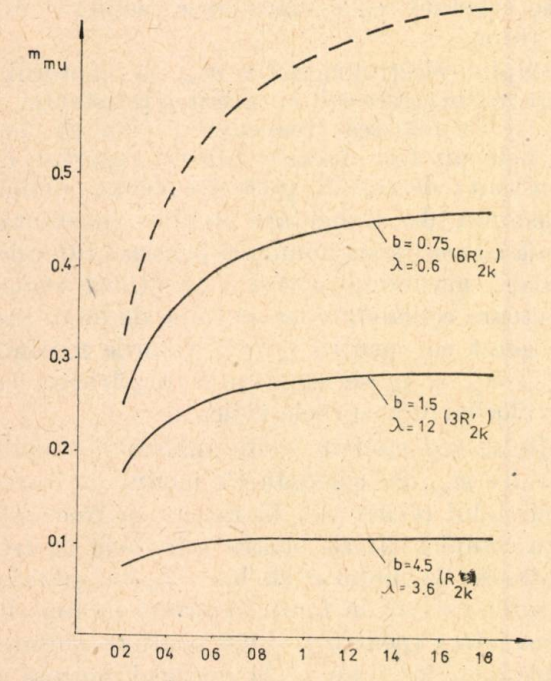


Fig. 2. Variaţia cuplului maxim relativ m_{pu} funcţie de frecvenţa relativă $f = f_1/f_n$, pentru $a = 4$: — curbele pentru motorul cu refulare a curentului (motor cu bare înalte); - - - curbe pentru motorul fără refulare a curentului (nu depinde de R'_{2k})

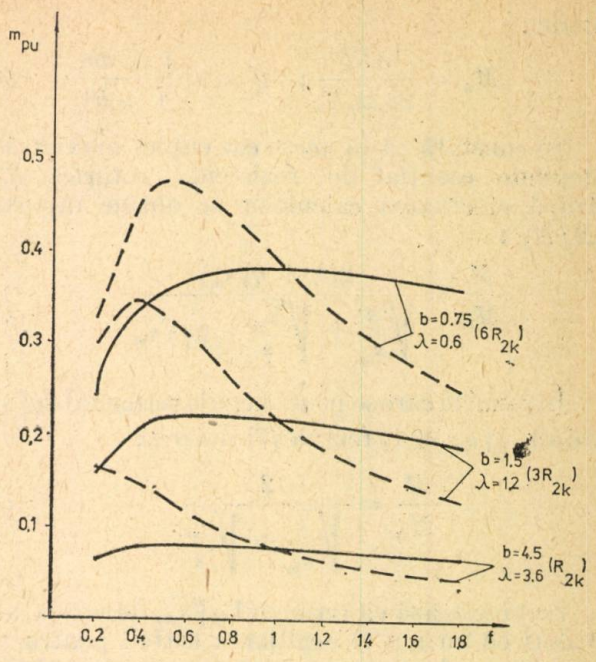


Fig. 3. Varaţia cuplului de pornire relativ m_{pu} funcţie de frecvenţa relativă $f = f_1/f_n$, pentru $a = 4$: — curbele pentru motorul cu bare înalte; - - - - curbele pentru motorul fără refulare a curentului.

Forma curbelor trasate pentru s_m, m_{mu}, m_{pu} se explică prin variaţia ponderii reactanţelor în raport cu rezistenţele la modificarea frecvenţei de alimentare pentru cele două tipuri de motoare, de exemplu, la motorul cu bare înalte raportul b nu depinde de frecvenţă, pe cînd la motorul normal creşte direct proporţional cu frecvenţa, dacă $U_1/f_1 = \text{const.}$

Sînt scheme de acţionare, la care prezintă interes funcţionarea motorului la curent absorbit I_1 constant; în acest caz, cuplul electromagnetic pentru motorul normal se poate pune sub forma:

$$M = \frac{3R'_2 I'^2_2}{s\,\Omega_1} = \frac{3R'_2 I_1^2}{\Omega_1} \cdot \frac{R_0^2 + X_0^2}{s\left[\left(R_0 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_0 + X'_2)^2\right]} \cdot \qquad (12)$$

După efectuarea calculelor rezultă

$$s_{mI} = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_0^2 + (X_0 + X'_{\sigma 2})^2}};$$

$$M_{MI} = \frac{3I_1^2}{2\Omega_1} \frac{R_0^2 + X_0^2}{R_0 \pm \sqrt{R_0^2 + (X_0 + X'_{\sigma 2})^2}} \cdot \qquad (13)$$

Pe baza relaţiilor (12) şi (13) se poate stabili relaţia lui Kloss pentru funcţionarea motorului la I_1 constant:

$$\frac{M}{M_{mI}} = \frac{2(1 + \lambda_I s_{mI})}{\frac{s_{mI}}{s} + \frac{s}{s_{mI}} + 2\,\lambda_I s_{mI}}; \quad \lambda_I = \frac{R_0}{R'_2} \cdot \qquad (14)$$

Se constată că alunecarea $s_{mI} < s_m$ deoarece $X_0 \gg X_{\sigma 1}$. Relaţiile (13) şi (14) sînt exacte pentru alunecări relativ mici pentru care pierderile în fierul rotoric sînt neglijabile ($p_{Fe_2} \approx 0$) la alunecări mari cînd nu se mai pot neglija pierderile p_{Fe_2} atunci rezistenţa R_0 este funcţie de alunecare şi derivată cuplului în raport cu alunecarea s are o formă mai complicată. Cum $R_0 \ll X_0$ la frecvenţa nominală rezultă că relaţia (14) este suficient de exactă pentru problemele de interes tehnic.

Relaţii similare se pot stabili şi pentru motorul cu bare înalte dacă se consideră aproximaţiile (1):

$$M = \frac{3R'_2 I'^2_2}{s\,\Omega_1} = \frac{3R'_{2k} I'^2_1}{\Omega_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{s}} \frac{R_0^2 + X_0^2}{\left(R_0 + \frac{R'_{2k}}{\sqrt{s}}\right)^2 + \left(X + \frac{X'_{2k}}{\sqrt{s}}\right)^2},$$

$$X = X_0 + X'_{2i}. \qquad (15)$$

După efectuarea calculelor se obţine:

$$s_{mI} = \frac{R'^2_{2k} + X'^2_{2k}}{R_0^2 + X^2} = \frac{1 + b^2}{(1 + A^2)\lambda_I^2}, \qquad (16)$$

unde s-a notat:

$$A = X/R_0;\ \lambda_I = R_0/R'_{2k}. \qquad (17)$$

Cuplul maxim se poate pune sub forma:

$$M_{mI} = \frac{3R'_{2k} I_1^2}{2\,\Omega_1} \frac{1 + A^2}{1 + b^2} \lambda_I^2 \frac{\sqrt{s_m}}{1 + q\sqrt{s_m}}. \qquad (18)$$

Pe baza relaţiilor (15), (16) şi (18) se stabileşte raportul M/M_{mI}:

$$\frac{M}{M_{mI}} = \frac{2(1 + q_I)\sqrt{s_m}}{\sqrt{\frac{s}{s_m}} + \sqrt{\frac{s_m}{s}} + 2q_I\sqrt{s_m}};$$

$$q_I = \frac{1 + Ab}{1 + b^2}\lambda_I.$$

Se constată că relaţiile stabilite pentru curent absorbit constant, se prezintă sub aceeaşi formă, ca şi la tensiunea de alimentare constantă, doar că mărimile de referinţă sînt altele. Relaţiile stabilite la tensiunea de alimentare constantă şi la curent absorbit constant formează sisteme duale.

Erorile pe care le comportă relaţiile stabile se pot calcula utilizînd expresia exactă a cuplului electromagnetic pentru motorul asincron cu bare înalte, pentru tensiunea de alimentare constantă:

$$\frac{M}{M_u} = \frac{2}{s} \frac{a\lambda r'_2(s)}{\left[\lambda + \frac{r'_2(s)}{s}\right]^2 + [a\lambda + bx'_{2\sigma}(s)]^2}, \qquad (20)$$

unde s-au făcut notaţiile:

$$r'_2(s) = \frac{k_r + \beta}{k_r(1) + \beta};\ x'_{\sigma 2}(s) = \frac{k_x}{k_x(1)};\ \beta = \frac{R'_{2i}}{R'_b},$$

$$a = \frac{X_{\sigma i} + X'_{2i}}{R_1},\ R'_{2k} = [R'_b k_r(1) + R'_{2i}]c_1. \qquad (21)$$

O relaţie similară se poate utiliza şi pentru cazul cînd curentul absorbit I_1 este constant:

$$\frac{M}{M_I} = \frac{2}{s} \frac{(1 + A_0^2)A\,\lambda_I r'_2(s)}{\left[\lambda_I + \frac{r'_2(s)}{s}\right]^2 + [\lambda_I a + bx'_{2\sigma}(s)]^2},$$

$$M_I = \frac{3I_1^2 R_0^2}{2\,\Omega_1 X},\ A_0 = \frac{X_0}{R_0}. \qquad (22)$$

În relaţiile (21) şi (22) s-a notat cu k_r (1) şi $k_x(1)$ valorile coeficienţilor k_r şi k_x pentru $s = 1$.

2. Concluzii

În lucrare se prezintă relaţii tip Kloss pentru motorul asincron cu bare înalte, atît pentru tensiunea de alimentare U_1 constantă, cît şi la curent absorbit I_1 constant. Relaţiile stabilite sînt suficient de exacte pentru $\xi > 1{,}5$. Este evidenţiată influenţa parametrilor de scurtcircuit asupra alunecării critice a cuplului maxim şi cuplului de pornire. În cazul în care tensiunea de alimentare U_1 este constantă. Relaţiile stabilite facilitează studiul funcţionării motorului asincron cu bare înalte la variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare. De remarcat că alunecarea critică prezintă un maxim în raport cu frecvenţa, maxim care depinde numai de raportul a. Cuplul maxim şi cuplul de pornire în raport cu frecvenţa variază în limite relativ restrînse. De remarcat că prezenţa fenomenului de refulare a curentului conduce la deosebiri semnificative în raport cu motorul asincron normal. Rapoartele b şi λ au fost astfel modificate încît să reflecte modificarea rezistenţei rotorice R'_{2k} şi prin urmare s-a evidenţiat influenţa acestui parametru asupra mărimilor analizate.

Bibliografie

[1] *Bălă, C. V.* Mașini Electrice, Editura didactică și pedagogică, 1979.
[2] *Kostenko, M., Piotrovskii, L.* Machines électriques, tome II, Edition MIR — Moscou, 1979.
[3] *Zaicik, V. M.* Uslovie korrektnogo primenenie formuli Klossa. In : IVUZ Elektromehanica, nr. 10, 1980, p. 1 066.
[4] *Kuțevolov, V. M.* Voprosi teorii i rasceta asinhronih s masivnimi rotorami. Energhia, 1966.
[5] *Galan, N.* Mașini electrice, partea I-a, litografia I.P.B., 1980.
[6] *Kaicik, V. M. K* utocineniu teorii asinhronih mașin. În : elektricestvo nr. 7, 1978, p. 86—88.
[7] *Galan, N.* Funcționarea motorului asincron cu rotor masiv la frecvență și tensiune variabilă, Buletinul IPB, nr. 3, 1965, p. 118—128.

Recenzie

Kovacs, K. Pal: Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, 552 p. (Villamos Gépek Tranziens Folyamatai). Budapesta, Müszaki könyvkiadó, 1970. Traducerea Editura tehnică, București

Cartea reprezintă o examinare sistematizată a fenomenelor tranzitorii care se produc din cauze electromagnetice sau mecanice la mașinile electrice convenționale, conținînd, totodată, contribuții ale autorului. Se examinează succesiv : mașinile asincrone, mașnile sincrone, mașini de curent continuu cu excitație separată derivație. În cadrul anexelor se efectuează analiza generală a mașinilor electrice cu ajutorul fazorilor spațiali și se expun succesiv : ecuațiile de funcționare ale mașinilor asincrone și sincrone, armonicile spațiale, studiul regimurilor de funcționare cu ajutorul calculatorului analogic.

În partea consacrată mașinii asincrone, în cele opt capitole, se studiază : obiectivele și metodele de analiză, conectarea motorului în repaus, procesul de pornire, schimbarea bruscă a sarcinii, conectarea la rețea a mașinii cu rotorul în mișcare, scurtcircuitul, motoare asincrone în sisteme de reglare.

Metoda de analiză cuprinde ecuația mașinii asincrone într-un sistem de coordonate care se mișcă cu o viteză unghiulară oarecare. Ipotezele simplificatoare admise sînt : inducția magnetică în întrefier este repartizată sinusoidal, nu există componentă homopolară de curent, saturația este constantă. Cazurile mai simple sînt studiate soluționînd ecuațiile diferențiale de funcționare direct, analitic. Aplicațiile practice conțin numeroase interpretări interesante. Cazurile mai complexe se studiază, utilizînd pentru soluționarea ecuațiilor diferențiale de funcționare calculatorul analogic. Se dau schemele structurale pentru diferite cazuri de accelerare. De asemenea, în același mod sînt studiate și alte cazuri complexe care apar în practică, de exemplu modificările electromecanice care apar datorită variațiilor de cuplu.

Este examinată detaliat problema oscilațiilor periodice, care prezintă un mare interes în utilizarea în practică a motoarelor asincrone. Se dau numeroase curbe ilustrînd fenomenele principale și se subliniază semnificația fizică a unor fenomene importante. De asemenea, este studiată comportarea motorului asincron considerat ca un element de transfer al unui sistem de reglare în practică. Este o problemă deosebit de utilă în sistemele de reglare cu motoare asincrone cu reglaj de turație. În aceste cazuri trebuie menținută turația la o valoare prescrisă sau să fie modificată turația la altă valoare. Se examinează cazurile mai importante, făcînd și considerații fizice referitoare la diferite soluții tehnice. Totodată se dă schema structurală, pentru calculatorul analogic, a servomotorului trifazat, pentru studiul fenomenelor tranzitorii. Se prezintă și modelul de calcul pentru calculatorul analogic cînd se consideră saturația. Este dată schema structurală a modelului pe calculatorul analogic pentru pornire.

În partea consacrată mașinii sincrone, în cele 36 de capitole se face un studiu amplu al următarelor probleme : ecuațiile de funcționare, schemele echivalente pentru diferite tipuri constructive, scurtcircuitul simetric trifazat brusc unde se examinează curentul statoric și rotoric, parametrii, tranzitorii, calculul curenților prin metoda operațională, determinarea experimentală a parametrilor), surtcircuitul asimetric (unde se examinează curenții și parametrii), calculul curenților de scurtcircuit cu metoda componentelor simetrice cuplurile în regim tranzitoriu, stabilitatea mașinii sincrone, funcționarea în asincron. În continuare, se expune modelarea mașinii sincrone pe calculatorul analogic.

După stabilirea ecuațiilor mașinii în regim staționar, se dau unele metode practice de determinare experimentală a parametrilor. Sînt expuse apoi metode de determinare a curenților de scurtcircuit brusc, a tensiunii de avarie și a reactanțelor tranzitorii și subtranzitorii. De asemenea, este prezentat calculul curenților de scurtcircuit brusc prin metoda operațională pentru mașinile sincrone cu înfășurare de amortizare.

La scurtcircuitul asimetric al mașinii sincrone se examinează variația curenților și, de asemenea, a tensiunii fazei libere, pentru a se putea stabili dacă această tensiune nu depășește o anumită valoare admisibilă. Este util de remarcat că se prezintă totodată analiza situațiilor de scurtcircuit cu ajutorul calculatorului analogic.

În studiul stabilității statice și al pendulărilor mașinii sincrone sînt luate în considerare amortizarea și regulatorul de tensiune la bornele generatorului și regulatorul turbinei. Se dă și schema structurală pentru calculatorul analogic. Este un studiu interesant, cu o contribuție importantă a autorului. Sînt analizate diferite cazuri interesante în practică.

În partea consacrată mașinii de curent continuu, în cele trei capitole, se studiază pornirea și fenomenele tranzitorii la variația unor mărimi (tensiune de alimentare, cuplu rezistent, tensiune de excitație). Este un domeniu foarte important

în practică, deoarece motoarele de curent continuu sînt mult utilizate în acționările electrice din motivul că permit să se realizeze relativ simplu modificarea turației.

În studiul comportării mașinilor de curent continuu de construcție uzuală cu poli excitați (nu se consideră cazul mașinilor cu magnței permanenți), este tratat atît cazul mașinii compensate cît și a celei fără înfășurare de compensare cu excitație serie și derivație (nu se consideră cazul mașinii cu excitație serie). După stabilirea ecuațiilor de funcționare ale mașinii de curent continuu, se obține soluția ecuațiilor diferențiale utilizînd metoda operațională. Aplicațiile cuprind diferite cazuri de pornire și se studiază variația curentului. Problemele mai complexe au fost soluționate cu ajutorul calculatorului analogic. S-au stabilit valorile curentului de vîrf la pornire, pentru diferite cazuri. De asemenea, s-au calculat parametrii optimi de pornire (timp de pornire, curent de vîrf la pornire).

În continuare se examinează fenomenele tranzitorii la variația tensiunii de alimentare, a cuplului rezistent și a tensiunii de excitație. După stabilirea ecuațiilor de funcționare ale mașinii s-a studiat soluția cu ajutorul calculatorului analogic. Se prezintă schema analogică pentru determinarea soluției. Reacția indusului este luată în considerație dîndu-se, totodată, o interpretare simplă și anume că efectul saturației produs de reacția indusului este echivalent cu decalarea înfășurării indusului cu un anumit unghi. Ulterior se examinează și efectul jugului statoric masiv. Aplicațiile cuprind exemple utile în practică.

În cadrul anexelor se prezintă bazele studiului mașinilor electrice cu ajutorul fazorilor spațiali. Se tratează succesiv fazorii spațiali, în diferite moduri de interpretare, cuplul electromagnetic, ecuațiile generale de funcționare ale motorului asincron și ale motorului sincron. De asemenea se consideră și fazorii spațiali ai armonicilor spațiale din întrefier. Se prezintă metoda de studiu a regimurilor de funcționare a mașinilor asincrone și sincrone cu ajutorul calculatorului numeric.

Lucrarea analizată reprezintă un material bibliografic valoros, foarte util pentru specialiștii de profilele electrotehnică și automatică din cercetare, învățămînt și industrie.

Prof. dr. ing. *Andrei Nicolaide*

Cronică

Tendințe ale dezvoltării electrotermiei în metalurgie, reflectate la Congresul al 9-lea al Uniunii Internaționale de Electrotermie

Cel de al 9-lea Congres Internațional al Uniunii Internaționale de Electrotermie s-a desfășurat între 20—24 octombrie 1980 la Cannes ; în timpul lucrărilor, care au tratat ca și pînă acum progresele tehnologice realizate, s-a conturat ca o trăsătură distinctivă, atenția specială acordată prolemelor energetice, optimizarea consumurilor, excluderea oricărei risipe. Aplicarea electrotermiei în metalurgie a constituit, în mod normal, una din preocupările principale.

Evoluția ascendentă de pînă acum a extinderii cuptoarelor electrice cu arc, deși afectată de actuala conjunctură energetică, rămîne continuă, astfel încît în 1979 20% din cantitatea totală de oțel se produce în astfel de instalații tehnologice. La sfîrșitul deceniului 80 se estimează o pondere de 35% din total. În țările dezvoltate ritmul de creștere atinge 18%, iar noile procedee de cuptoare electrice cu arc, asociate reducerii directe, în multe cazuri constituie singura alternativă economic rentabilă. S-au construit cuptoare pînă la 360 tone capacitate, care absorb pînă la 150 MVA, adică din punctul de vedere al producției de oțel comparabile cu marile furnale clasice. Multe sînt considerentele care au condus la această situație — și ele vor fi examinate, amănunțit în continuare, la viitoarea conferință pentru cuptoare cu arc din 1981. Inovația cea mai spectaculoasă constă în înlocuirea, mereu mai pronunțată, a refractarelor din zona expusă direct radiației arcului, cu sisteme de elemente răcite cu apă, procedeu care prezintă avantaje incontestabile, economii și creșterea productivității cu mai mult de 10 %, compensînd larg energia suplimentară cerută de răcire, prin scurtarea timpului de elaborare a șarjelor, simultan rezolvării problemei duratei de viață a noilor sisteme care înlocuiesc refractarele. Rămîn încă aspecte în curs de clarificare.

Sub rezerva, deloc neglijabilă, a utilizării corespunzătoare a arzătoarelor, încă în stadiu de studiu, se conturează tendința utilizării mixte de arzătoare de gaz și arc electric în concepția cuptoarelor electrice cu arc.

O atenție particulară se acordă sistemelor electrice de măsură a funcționării arcului, eventual simulării și modelării.

Sistemele de reglaj automate și sistemele de compensare a perturbațiilor se dezvoltă, existînd în continuare divergențe între teoreticieni și practicieni, în legătură cu măsurarea flickerului, măsurarea și micșorarea zgomotului care poate atinge 110 dB (A), ameliorarea compensării. Se ajunge la necesitatea asigurării stabilității maxime a arcului electric. Informatica a cîștigat un loc definitiv în gestiunea cuptoarelor electrice cu arc, fiind clar astăzi că procedeele pot fi optim comandate numai folosind calculatoarele. Valorile optimale pentru reactanțe și lungimea arcului rămîn în studiu. Sînt speranțe pentru realizarea unor noi tipuri de electrozi 15—20% din cheltuielile de producție.

Cuptoarele de reducție au constituit obiectul unui număr mic de comunicări, din cauza apropierii congresului INFACON asupra feroaliajelor.

Lucrările franceze ale „Clubului încălziri prin inducție" reușind analiza teoretică aprofundată a acestui tip de încălziri, prin utilizarea unor mijloace de calcul sofisticate au condus deja la modele utilizabile pentru conducerea optimizată a cuptoarelor, obținerea unor metale de calitate superioară.

Generalizarea încălzirilor prin inducție în toate domeniile implicînd topirea, nu numai în tratamente termice, probleme energetice, descrierea instalațiilor etc. au constituit o altă direcție a lucrărilor legate de încălzirile prin inducție.

Tehnologii noi, încălziri cu plasmă, avînd numeroase aplicații, descrierea de aplicații industriale, obținerea metalelor pure, tratamente termice cu plasmă și în mai mică măsură bombardamentul cu electroni și aplicații ale laserului au constituit obiectul altor comunicări.

Situația actuală a ultimelor două tehnologii se consideră a fi totuși provizorie, în funcție de costul impus.

Toate lucrările au demonstrat pătrunderea electrotermiei azi în toate domeniile producției, tendință care se va accentua în viitor.

D.S.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

Tîrgul Internațional București-TIB 1981

Complexul expozițional din Piața Scînteii a găzduit la începutul lunii octombrie a anului în curs cea de a VI-a ediție a Tîrgului Internațional București, eveniment important în dezvoltarea relațiilor economice ale României cu toate țările lumii în amplificarea participării sale la schimbul internațional de valori.

Această manifestare devenită tradițională, aflată la un deceniu de existență, a întocmit sub deviza „**comerț-cooperare-dezvoltare**" firme de prestigiu din țară și de peste hotare.

De-a lungul anilor TIB a devenit un cadru deosebit de favorabil pentru prezentarea rezultatelor și progreselor dobîndite de țara noastră, a potențialului economic aflat în plină ascensiune, a ofertei pentru export, pentru cooperare în domenii esențiale de activitate. În același timp, TIB a devenit un centru de mare interes în care au fost concentrate valori materiale realizate în diferite țări ale lumii, un cadru fertil pentru întîlniri și contacte între specialiști și oameni de afaceri, contribuind, în acest fel, la dezvoltarea comerțului internațional, la destindere, la consolidarea păcii și înțelegerii între popoare.

Pe lîngă posibilitatea evaluării fidele și convingătoare a forței actuale a economiei românești, TIB '81 ne-a facilitat perspectiva de a cunoaște ce se va fabrica în întreprinderile noastre în perioada imediat următoare. Asemenea exponate ne oferă imaginea concretă a modului în care se materializează orientările de bază ale dezvoltării noastre economice stabilite de Congresul al XII-lea al partidului.

Așa cum reiese din obiectivele actualului plan cincinal industria românească urmează să asigure în anul 1985 aproximativ 70 la sută din produsul social în principal pe seama dezvoltării intensive. Aceasta presupune modernizarea producției industriale, utilizarea largă a cuceririlor științei și tehnicii contemporane, care să ducă la accentuarea gradului de prelucrare a produselor românești. Orientarea fermă de a se dezvolta prioritar ramurile cheie ale progresului tehnic (electronica, mecanica fină, optica, echipamentele pneumatice, construcțiile de mașini), a permis ca încă din acest an să se treacă la asimilarea unor noi tipuri de echipamente de calcul și automatizări pentru conducerea proceselor tehnologice, a noi tipuri de mașini-unelte, linii-agregat și utilaje tehnologice, de aparate de măsură și control din clasele superioare de precizie și altele prezentate în expozițiile TIB '81.

Procesul de promovare prioritară a produselor cu un înalt grad de prelucrare a fost deosebit de pregnant reprezentat printr-o multitudine de exponate noi, în premieră, ca: aparate de radio și televizoare, aparate de măsură și control, roboți industriali programabili automat, centre automate de prelucrare din seria CPAF 150 și CPV 1, ca și cele din seria CPAF 90—132, specializate pe alezaj și frezaj, mașini de rectificat — mortezat, strunguri și alte mașini-unelte cu comandă automată de înaltă tehnicitate, autobasculante, autoturisme, avînd drept combustie metanolul, DACIA 1310, ARO 244 L 26/D, microbuze TV 35 m, autocamioane), locomotive hidraulice de 1 100 CP, trailere de 80—120 t, microturbine EOS 100, medicamente, produse ale industriei ușoare etc.

Cunoscută printre primele producătoare de utilaj petrolier din lume, România a oferit în cadrul tîrgului noi tipuri de instalații de foraj, realizate de întreprinderea de profil din Tîrgoviște cum sînt: instalația de foraj producție P—80, foraj structural FS 4 T și altele; întreprinderea „1 Mai" Ploiești a expus instalații pentru prevenirea erupțiilor, foarte solicitate de partenerii externi.

Nivelul exponatelor prezentate a asigurat un cadru optim pentru perfectarea de noi contracte de import și export în toate domeniile din profilul TIB, contribuind efectiv și direct la îndeplinirea integrală a scopului pe care și l-a propus, a dezideratelor și intereselor participanților.

Alături de România, la actuala ediție a TIB au participat circa 700 de firme străine din peste 40 de țări din care 35 au fost reprezentate prin pavilioane naționale, la care s-au adăugat firmele ce au participat cu standuri proprii. Printre participările tradiționale se numără Anglia, Austria, Belgia, Brazilia, Bulgaria, Cehoslovacia, Polonia, S.U.A., Turcia, Ungaria, URSS, alături de care s-a remarcat în premieră Australia, Canada, Iranul, Iordania și Siria. Din participările individuale cu standuri proprii s-au evidențiat R.F. Germania, Franța, Belgia, Italia, Spania etc.

Receptivi la atenția tot mai mare care se acordă pe plan mondial design-ului, ca principal element de sprijin în promovarea exportului, specialiștii noștri în domeniu au expus la TIB '81, în premieră, creații ale design-erilor români, într-un spațiu distinct, ca acțiune de referință în preocuparea existentă pentru promovarea susținută a exportului românesc în condiții de competitivitate.

În cadrul acestei ediții a TIB a funcționat și un „Centru de informații comerciale" unde a fost concentrată toată documentația tehnico-comercială ce a prezentat oferte de export și profilul de import al întreprinderilor românești de comerț exterior la care s-a adăugat un computer pentru informațiile cele mai utile legate de activitatea expozanților români și străini și pentru informarea vizitatorilor.

Prestigiul internațional al acestui tîrg — dobîndit în timp relativ scurt — ilustrează dinamica angrenării tot mai puternice a României în diviziunea internațională a muncii, printr-o participare sporită și în structuri mereu îmbunătățite la comerțul mondial, asigurîndu-se noi valențe colaborării și cooperării economice a țării noastre cu toate statele lumii.

G.A

A XX-a Conferință internațională a redactorilor presei tehnice—Brno 1981

În cadrul celei de a 23-a ediție a Tîrgului Internațional de construcții mecanice de la Brno, care s-a defășurat în luna septembrie a acestui an, a avut loc o aniversare remarcabilă, aceea a 20 de ani de cînd redactorii revistelor tehnice de specialitate din țările europene și extraeuropene se întrunesc în Parcul expozițional de la Brno dezbătînd problemele cele mai actuale ce frămîntă lumea științei și tehnicii contemporane.

Ideea de a se organiza o conferință a redactorilor din presa tehnică s-a născut din necesități obiective: crearea de condiții pentru colaborarea revistelor în scopul contribuției la cooperarea internațională economică, comercială, științifică și tehnică, al furnizării de subiecte și teme privind tendințele dezvoltării în perspectivă a științei și tehnicii socialiste în diferite domenii, a propagandei acestora cu prilejul edițiilor Tîrgului de construcții mecanice de la Brno — Republica Socialistă Cehoslovacă.

Cea de a 20-a Conferință internațională a redactorilor din presa tehnică a dezbătut probleme legate de **„Raționalizarea consumului de combustibili și energie"**.

Lucrările prezentate de specialiști în domeniu s-au referit la:

— Stadiul actual și dezvoltarea în perspectivă a energeticii mondiale;

— Exigențele energetice ale economiei naționale cehoslovace;

— Programul R.S.C. de raționalizare a consumului și utilizării combustibililor și energiei;

— Tehnica electrotermică și rolul acesteia în economisirea energiei primare, valorificarea materiilor prime și amenajarea mediului ambiant;

— Fabricarea de mașini și echipamente în viitor avînd în vedere utilizarea economiei de energie;

— Importanța sistemului INTERCONECT al țărilor CAER la dezvoltarea și integrarea țărilor comunității socialiste;

— Contribuții socialiste în economia combustibililor și energiei;

— Contribuția CIGRE la progresul electroenergeticii.

Conținutul și forma conferințelor, au permis o amplă informare asupra unei teme pe cît de actuale pe atît de stringente. Prin acestea, conferința redactorilor presei tehnice a facilitat cunoașterea tuturor problemelor privind stadiul existent și evoluția pe timp îndelungat al energeticii mondiale, rolul său în economia mondială, în dezvoltarea economiilor naționale, cooperare economică, științifică și tehnică în domeniul energiei, al construcțiilor mecanice, posibilităților de raționalizare a consumului și utilizării de combustibili și energie.

Lucrările conferinței se vor publica în limba română în „Buletinul de informare" al Oficiului de informare documentară pentru electrotehnică.

Greta Andrei

Calculatoarele electronice şi serviciile pe care acestea le pot aduce în biblioteci şi centrele de informaţii

Curs UNESCO şi SZAMOK—care are loc la Budapesta între 6 septembrie şi 1 octombrie 1982

Folosirea corespunzătoare a calculatoarelor electronice poate aduce un ajutor preţios în orientarea şi în volumul de informaţii în continuă creştere.

Publicaţiile diferitelor ştiinţe şi specialităţi pot fi popularizate rapid numai folosind mijloacele şi metodele moderne de informare.

SZAMOK, ca institut de bază pentru studiere şi informaţie în domeniul tehnicii de calcul, organizează un curs internaţional, avînd ca scop cercetarea posibilităţilor de folosire a calculatoarelor electronice în biblioteci şi centrele de informare.

Cursul, care se desfăşoară în cadrul tradiţional al colaborării **UNESCO-SZAMOK**, va cuprinde următoarele probleme:

- Cunoştinţe de bază privind tehnica de calcul pentru bibliotecari şi specialişti în informare o (1) săptămînă.
- Folosirea calculatoarelor electronice în activitatea de calcul şi documentare două (2) săptămîni.
- Regăsirea şi difuzarea informaţiilor cu ajutorul calculatoarelor electronice trei (3) săptămîni.
- Probleme de organizare-conducere, privind sistemele de cercetare şi informare în biblioteci pe baza calculatoarelor electronice.

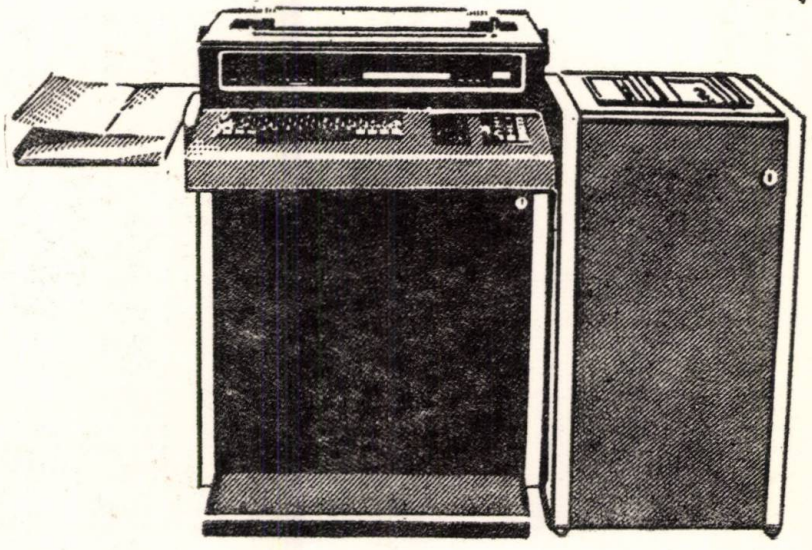
Participarea la cursurile desfăşurate în decursul primelor două săptămîni este facultativă. Organizatorii contează în primul rînd pe interesul bibliotecarilor şi specialiştilor în activitatea informaţională.

- Costul cursului, cu asigurarea sejurului complet: 1 + 2 săptămîni — 26 000 forinţi; 3 săptămîni — 20 000 forinţi.
- Limba în care se ţin cursurile: engleză
- Locul desfăşurării cursului: clădirea **SZAMOK Budapesta, XI. Szakasits Arpád út 68**
- Termen de înscriere: **15 martie 1982**

KÖNYVTÁR 1983

Isotimpex

Calculator de contabilitate „ISOT 0250"



Calculator de birou ISOT 0250 pentru contabilizarea finanțelor în comerț, industrie și agricultură. Floppy-discul de înregistrare facilitează prelucrarea informațiilor secundare cu un minicalculator sau cu un aparat mare.

Date tehnice:

Discul de lucru 12 K
Discul de înregistrare 18 K
512 registre de cifre independente
256 registre de text independent
10 registre pentru constante
14 clase

Calcule aritmetice
Calcule de procent
Indicatori: cifre, litere
Tastatură: cifre, litere latine sau cirilice, semne speciale
Înregistrator: EC 7187, 30 semne/s, 156 semne/rînd
Disc de înregistrare: EC 5074, 250 K pro Diskett 77 semne.
Programare: prin simpla orientare a calculatorului de limbaj pe problemă, fiind necesare cunoștințe minime pentru programator. Cu integrare de compilator.

Exportator: ISOTIMPEX, Str. Tschapaev 51, Sofia — Bulgaria
tel: 73—61; telex: 022731

PUBLICOM

1982 APR 22